12F

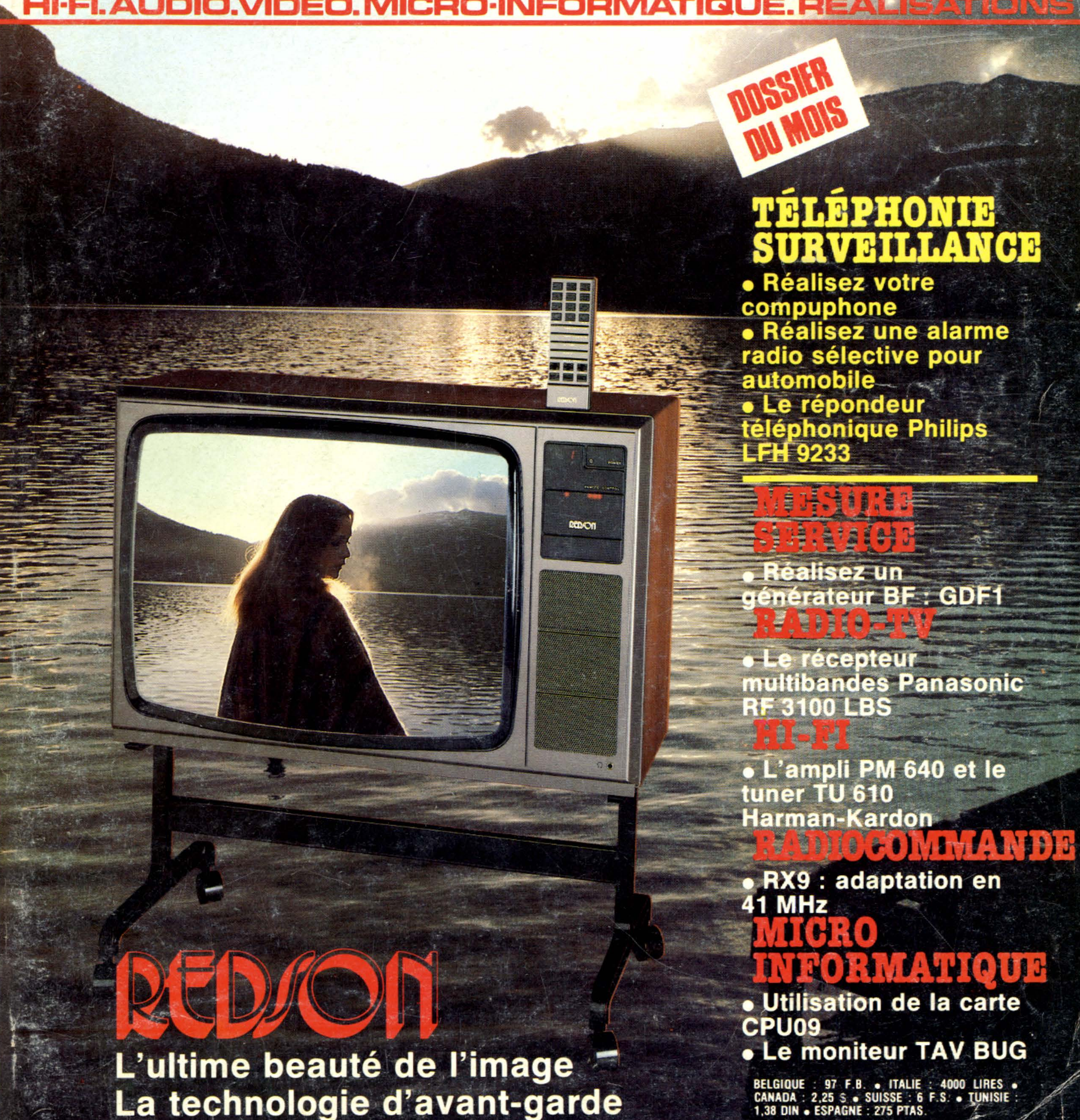
N° 1681
JUIN 1982
LVIIe ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS



DOSSIER DU MOIS

TÉLÉPHONIE SURVEILLANCE

- Réalisez votre compuphone
- Réalisez une alarme radio sélective pour automobile
- Le répondeur téléphonique Philips LFH 9233

MESURE SERVICE

- Réalisez un générateur BF : GDF1

RADIO-TV

- Le récepteur multibandes Panasonic RF 3100 LBS

HI-FI

- L'ampli PM 640 et le tuner TU 610 Harman-Kardon

RADIOCOMMANDE

- RX9 : adaptation en 41 MHz

MICRO INFORMATIQUE

- Utilisation de la carte CPU09
- Le moniteur TAV BUG

BELGIQUE : 97 F.B. • ITALIE : 4000 LIRES • CANADA : 2,25 $ • SUISSE : 6 F.S. • TUNISIE : 1,38 DIN • ESPAGNE : 275 PTAS.

NOUVEAU

Découvrez vite

LA PREMIÈRE ENCYCLOPÉDIE PRATIQUE DE L'ÉLECTRONIQUE

COMPRENDRE...

Dans les années à venir, l'électronique est appelée à jouer un rôle croissant dans notre vie quotidienne. Aujourd'hui une encyclopédie vous y prépare : c'est le Livre Pratique de l'Electronique EUROTECHNIQUE. Seize volumes abondamment illustrés traitant dans des chapitres clairs et précis de l'électronique. Une œuvre considérable, détaillée, accessible à tous, que vous pourrez consulter à tout moment.

FAIRE...

Pour saisir concrètement les phénomènes de l'électronique, cette encyclopédie est accompagnée de quinze coffrets de matériel contenant tous les composants permettant une application immédiate. Vous réaliserez plus de cent expériences passionnantes et, grâce à des directives claires et très détaillées, vous passerez progressivement des expériences aux réalisations définitives.

SAVOIR...

Conçue par des ingénieurs, des professeurs et des techniciens hautement qualifiés possédant de longues années d'expérience en électronique, cette encyclopédie fait appel à une méthode simple, originale et efficace.

16 VOLUMES QUI DOIVENT ABSOLUMENT FIGURER DANS VOTRE BIBLIOTHÈQUE ET 15 COFFRETS DE MATÉRIEL

Le Livre Pratique de l'Electronique est l'association d'une somme remarquable de connaissances techniques (5000 pages, 1500 illustrations contenues dans 16 volumes reliés pleine toile) et d'un ensemble de matériel vous permettant de réaliser des appareils de mesure et un ampli-tuner stéréo.







FILIERE ELECTRONIQUE : LE DEFI FRANÇAIS

CRÉÉE le 19 août dernier à l'initiative de M. Jean-Pierre Chevènement, ministre d'Etat, ministre de la Recherche et de la Technologie, la mission « Filière Electronique » a rassemblé, sous la présidence de M. Abel Farnoux, une équipe d'environ une vingtaine de personnes, réunissant ainsi des spécialistes des principaux ministères intéressés, et notamment l'Industrie, la Défense, les PTT, l'Economie et les Finances et l'Education Nationale.

Son but : tracer un descriptif précis et sans complaisance de la situation de l'électronique en France et, compte tenu de ce qui existe et se développe de par le monde dans cette spécialité aux ramifications multiples, avancer un certain nombre de propositions destinées à éviter la dépendance de notre pays, en ce domaine, dans les années à venir.

Le rapport de synthèse de la mission, confiée à M. Abel Farnoux et à son équipe, a été présenté à la presse le mois dernier par M. Chevènement et M. Louis Mexandeau, ministre des PTT. Ce rapport, très dense, a d'abord un mérite, « celui d'avoir tenté, et réussi, un décloisonnement entre tous les secteurs intéressés de l'électronique ; c'est la première fois qu'un tel travail était entrepris », comme l'a souligné M. Mexandeau. Son second mérite est de tirer la sonnette d'alarme ; car s'il est vrai que la Filière électronique française n'est pas encore malade, elle n'est pas non plus en très bonne santé, et cela se voit d'autant mieux que d'autres (USA, Japon) affichent une bien meilleure forme*. Par exemple le secteur grand public (HiFi, TVC, Vidéo...) a donné lieu, à lui seul, en 1981, à un déséquilibre de notre balance des paiements de l'ordre de 6 milliards de francs ! Dans une moindre mesure, il en est de même pour la bureautique et l'informatique... Ce qui signifie que, si les colonnes du « Haut-Parleur » s'ouvrent plus souvent à du matériel de provenance extrême-orientale qu'à celui qui nous vient d'Europe et, a fortiori de France, ce n'est ni par snobisme ni parce qu'à la rédaction nous avons les yeux bridés, mais bel et bien parce que le premier cité s'avère plus diversifié, attrayant et, qu'en outre, il a l'avantage d'exister. Nous rappellerons que 95 % des magnétoscopes vendus en France en 1981 provenaient du pays du Soleil-Levant, de façon directe ou indirecte... Sur une plus grande échelle, et s'agissant cette fois de toute l'électronique (mises à part l'électronique professionnelle et les télécommunications qui atteignent le meilleur niveau mondial), le rapport Farnoux ne peut faire qu'un constat du même ordre. Et il pose, à partir de données précises, le véritable problème qui est de savoir si, à l'aube des années 90, il subsistera encore une industrie française capable de lutter et de gagner contre les grands groupes qui dominent le marché mondial actuel. La réponse qu'il apporte est positive, à condition de traiter la Filière électronique, dont tous les secteurs sont interdépendants, globalement ; cette stratégie d'ensemble nécessite l'abandon de la politique des créneaux et doit être menée dans un environnement de coopération internationale dans lequel l'Europe sera privilégiée.

Pour ce faire, il convient d'agir à la fois dans tous les domaines concernés de la Recherche, de l'Industrie et de la Formation. Cela implique des liaisons, bien plus étroites qu'elles n'existent actuellement, entre les différentes facettes de la Recherche, que celle-ci soit fondamentale, appliquée, industrielle ou sociale et ergonomique. Le « décloisonnement », qui a pu s'opérer sur le papier, doit persister dans les faits et les actes de l'action scientifique et technologique future, pour une évolution efficace, maîtrisée par le « feedback » de chacun des secteurs intéressés, sur les autres, qui sont ses partenaires.

« La volonté du gouvernement est de valoriser au maximum les recherches des groupes industriels nationaux au profit de l'ensemble de l'industrie » a déclaré M. Chevènement, qui a précisé que les dépenses R & D, en francs constants, passeront de 12 milliards en 1980 à 20 milliards en 1986. Toutefois, ces projets ambitieux ne pourraient aboutir, quelle que soit la foi qui anime les hommes et les moyens matériels qui leur sont donnés pour œuvrer à cette gigantesque entreprise si, parallèlement, il n'était fait un effort tout aussi sérieux pour la Formation. Cet aspect des choses n'a, heureusement, pas été oublié, et le déficit d'environ 500 000 personnes (75 000 ingénieurs-chercheurs, 25 000 techniciens supérieurs et 400 000 agents techniques employés et ouvriers qualifiés), prévu sur la période 1981-1990 dans l'hypothèse d'un développement réussi de la Filière électronique, serait comblée par une politique de Formation – initiale et continue – adaptée à ces nouveaux besoins.

Ce nouveau défi, qui devrait prendre sa forme définitive au cours des prochains mois – et qui ne dépend plus que des plus hautes instances gouvernementales – apporterait, en cas d'issue favorable, un rétablissement de la balance commerciale, des créations d'emplois, et placerait notre pays, à une distance enviable des USA et du Japon, comme troisième « grand ». Alors, compte tenu de cet enjeu, quand le rapport Farnoux propose la création d'un secrétariat d'Etat à la Filière électronique pour coordonner son développement, nous ne pouvons qu'abonder en son sens.

Ch. PANNEL

* On trouvera dans le corps de la revue (p. 107), avec des extraits du rapport, des tableaux chiffrés significatifs à ce propos.

Voir suite page 6



LE HAUT-PARLEUR

ADMINISTRATION – REDACTION

Fondateur : **J.-G. POINCIGNON**
Directeur de la publication : **A. LAMER**
Directeur : **H. FIGHIERA**
Rédacteur en chef : **A. JOLY**

SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 120 000 F

LE HAUT-PARLEUR
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 200-33-05
Télex : PGV 230472 F

La Rédaction du Haut-Parleur décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

ABONNEMENTS

	FRANCE	ETRANGER
HAUT-PARLEUR 1 AN	**115,00 F**	**205,00 F**
Abonnements groupés :		
HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE + SONO 1 AN	**240,00 F**	**430,00 F**
HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE 1 AN	**160,00 F**	**300,00 F**
HAUT-PARLEUR + SONO 1 AN	**170,00 F**	**310,00 F**

BULLETIN D'ABONNEMENT : PAGE 58

PUBLICITE :
SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
70, rue Compans - 75019 PARIS
Tél. : 200-33-05
C.C.P. PARIS 379360

Commission Paritaire
N° 56 701



Distribué par « Transport Presse »

Dépôt légal Juin 1982
N° EDITEUR : 676

SOMMAIRE

Bloc-notes

Le téléphone sans fil Keyphone KP 7100



La base du téléphone sans fil Keyphone KP 7100 se branche d'une part sur le secteur 220 V et d'autre part sur la prise téléphonique.

Le combiné portable est muni de piles rechargeables.

Lors de la première mise en service de l'appareil, ces piles sont, en général, totalement déchargées. Pour cette raison, le combiné doit être mis en charge pendant 4 à 8 heures avant sa première utilisation. Pour cela, il suffit de le placer dans le compartiment prévu à cet effet sur la base. L'indicateur de charge doit s'allumer. Le circuit de charge réduira automatiquement cette dernière, après un temps déterminé, afin de ne pas surcharger les piles.

La portée maximum, les deux antennes entièrement déployées et dans les meilleures conditions, peut atteindre 150 m.

L'ensemble peut être utilisé en interphone (liaison base combiné).

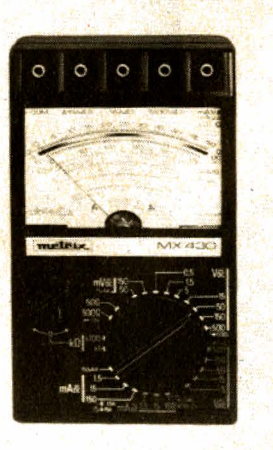
5 canaux différents évitent les interférences avec d'autres appareils similaires.

Caractéristiques

Base :
– Alimentation : 220-240 V - 50/60 Hz.
– Fréquence d'émission : 1,6 à 1,8 MHz.
– Fréquence de réception : 49,8 à 49,9 MHz.
– Modulation : FM.

Combiné :
– Alimentation par batterie cadmium nickel rechargeable (4,5 V).
– Temps de charge : 8 à 10 heures.
– Consommation : 12 mA en attente. 60 mA en conversation.
– Fréquence d'émission : 49,8 à 49,9 MHz.
– Fréquence de réception : 1,6 à 1,8 MHz.

MULTIMETRE ANALOGIQUE METRIX MX430



Multimètre haute sensibilité 40 kΩ/V à vocation électronique.

Protection originale, dispositif agissant comme un disjoncteur statique.

Dispose de deux calibres Ohms avec échelle linéaire pour la mesure des faibles valeurs de résistances et le test des diodes.

Classe 1,5 ∼, 2,5 =.
10 calibres V ∼ 50 mV à 1 500 V (40 kΩ/V).
6 calibres V = 5 V à 1 500 V (4 kΩ/V).
7 calibres I ∼ 25 µA à 15 A.
5 calibres I = 1,5 mA à 15 A.
2 calibres Ω 50 Ω et 500 Ω échelle linéaire.
Test diode.
2 gammes Ω 0,1 Ω à 20 MΩ.
Dimensions : 110 × 45 × 185 mm.
Masse : 0,5 kg.
Accessoires :
Etui de transport AE181.
Gaine caoutchouc MC136.
Sondes 15 kV ∼ et 30 kV ∼.
Sonde de filtrage TV.
Sondes T °C (– 50 à + 50 °C)
Shunts 50 A à 500 A (50 mV).
Pinces amp. 1 000 A.

Une alimentation stabilisée à faible chute de tension

DANS une alimentation stabilisée classique, la régulation ne peut s'effectuer correctement que si la tension non régulée est nettement supérieure à la tension de sortie. Ceci est souvent gênant, en particulier dans le cas de l'automobile quand on veut stabiliser à 12 V la tension fournie par la batterie ou, dans le cas d'une alimentation secteur, lorsque le transformateur délivre une tension un peu trop faible (essayez donc de réaliser une alimentation 12 V à partir d'un transformateur délivrant 12 V efficace...). Pour répondre à ces cas difficiles, nous avons étudié une alimentation stabilisée qui commence à réguler avec seulement 300 millivolts de chute et qui est protégée contre les surcharges et les courts-circuits.

Quelques rappels sur les alimentations régulées série

Une alimentation stabilisée de type série utilise un transistor « ballast », connecté en série entre la source et la charge (fig. 1), et qui se comporte comme une résistance variable. La valeur de cette résistance s'adapte à chaque instant de manière à absorber la différence de tension entre la source et la sortie que l'on veut réguler. Théoriquement, il suffit donc d'annuler la valeur apparente de la résistance du transistor ballast pour pouvoir réguler la sortie à la valeur minimale de la tension d'entrée. (Il est bien évident que l'on ne peut pas avoir une tension de sortie supérieure à la tension d'entrée !). En réalité, il existe des limitations technologiques qui empêchent d'atteindre ce résultat. Le tableau de la figure 2 montre, pour les principaux circuits intégrés régulateurs de tension, la valeur minimale de la chute de tension Entrée-Sortie nécessaire pour réguler.

On peut constater que, dans tous les cas, il est nécessaire de chuter entre 2 et 3 V. Dans le cas des alimentations de puissance, nécessitant l'emploi de plusieurs transistors connectés en parallèle, il faudra rajouter la chute de tension dans les résistances d'équilibrage (0,5 à 1 V) et éventuellement, la chute de tension dans le shunt de mesure du courant (protection court-circuit, appareil de mesure...). La chute de tension minimale entrée-sortie est finalement, dans la plupart des alimentations, de l'ordre de 4 à 5 V. Ceci n'est pas un handicap dans les alimentations secteur (encore qu'il faille faire attention à la dissipation) mais devient prohibitif dans le cas des alimentations batterie.

Description du circuit

Pour réaliser une alimentation régulée positive à faible chute, la recette est simple ; il faut :

– supprimer toutes les résistances en série dans le circuit de puissance,

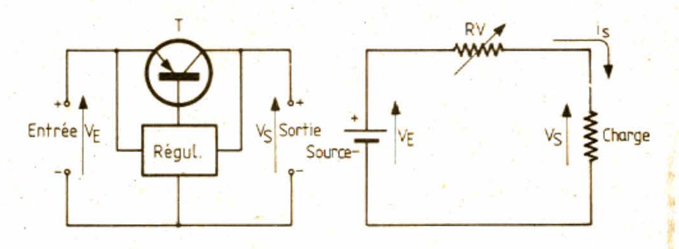


Fig. 1. – Principe de la régulation série. Le transistor T joue le rôle de la résistance variable R.V. Le circuit de régulation adapte la valeur de R.V. de manière à conserver V_S constant quelles que soient les variations de V_E ou de la charge.

Type de régulateur	Chute de tension minimale valeur typique
SFC 2723, L 123...	2 V
SFC 2723 + Darlington de puissance	3,5 V
Régulateur 3 pôles type 78 XX	2 V
Régulateur 3 pôles ajustable LM 317, TDB 2117	2,5 V
LM 305, SFC 2305...	2 V

Fig. 2. – Chute de tension entrée-sortie minimale nécessaire pour réguler. Valeurs typiques pour quelques circuits usuels.

– ne pas utiliser de montage Darlington,
– utiliser un ballast PNP.

Le premier point est évident, les deux autres sont nécessaires pour atteindre la chute de tension la plus faible possible qui est le V_{CE} sat du transistor (tension de saturation collecteur-émetteur. Voir figure 3).

Le schéma complet du circuit est donné figure 4.

Ce circuit est calculé pour une tension de sortie de 12 V mais peut être adapté à toute autre tension. Le transistor de puissance utilisé en ballast est un BD 250 qui permet un courant de sortie de 2 à 3 A.

Ce transistor est présenté en boîtier TO3 plastique. On peut le remplacer par n'importe quel transistor de puissance PNP à condition qu'il ait suffisamment de gain. Si le gain est trop faible le courant maximal de sortie sera plus faible. Il faudra alors, soit diminuer la valeur de la résistance R de la figure 3, ce qui revient à augmenter le courant base, soit mettre deux transistors en parallèle.

La régulation s'effectue à l'aide d'un circuit intégré SFC 2723. Le schéma est classique et n'appelle pas de commentaires.

Le potentiomètre P_1 permet le réglage de la tension de sortie, alors que P_2 règle le niveau d'intervention de la limitation de courant. On remarquera que la lecture du courant s'effectue sur le courant base du transistor ballast qui est proportionnel au courant collecteur ($I_C = \beta I_B$). Ceci permet de se passer de la classique résistance shunt connectée en série dans le circuit de puissance et qui fait perdre 0,65 V.

Sur la partie droite du schéma, entouré de pointillés, on a représenté le circuit disjoncteur. Cette fonction n'est pas obligatoire et on peut éventuellement la supprimer mais nous le déconseillons vivement.

Fig. 3. – Schéma de principe du circuit permettant d'obtenir une très faible chute de tension dans le transistor ballast T_1.

Le disjoncteur électronique

En fonctionnement normal la tension de sortie est maintenue constante par la régulation et ceci tant que l'on ne dépasse pas le seuil d'intervention de la limitation de courant.

Lorsque celui-ci est atteint, c'est-à-dire lorsque le courant débité par l'alimentation dépasse une certaine valeur, la tension de sortie baisse alors que le courant reste à peu près constant (voir fig. 6).

En l'absence de disjoncteur, un court-circuit de la sortie entraîne une dissipation importante du transistor ballast. En effet, le transistor dissipe alors une puissance égale au produit de la tension d'entrée par le courant de court-circuit qui est généralement plus élevé que la valeur du courant de seuil de limitation. Par exemple, pour un seuil réglé à 2A, on observe un courant de court-circuit de 2,8 A. Si la tension d'entrée est de 13,6 V, le ballast devra dissiper 38 W ce qui est considérable par rapport à la dissipation en régime normal.

Le temps pendant lequel le transistor sera soumis à ce régime devra donc être très court, sinon... Or quand il se produit un court-circuit on ne s'en aperçoit pas toujours immédiatement d'où l'utilité de notre disjoncteur.

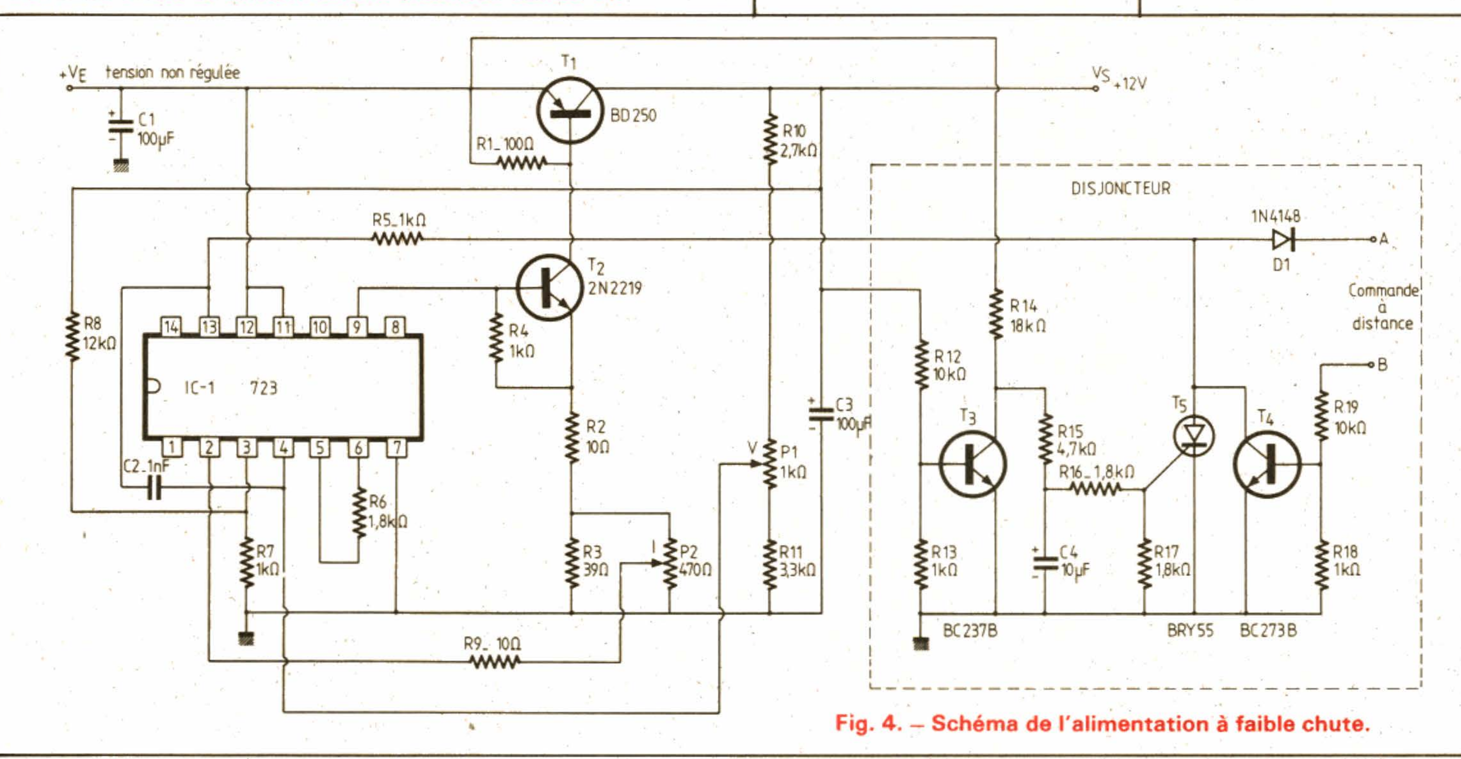


Fig. 4. – Schéma de l'alimentation à faible chute.

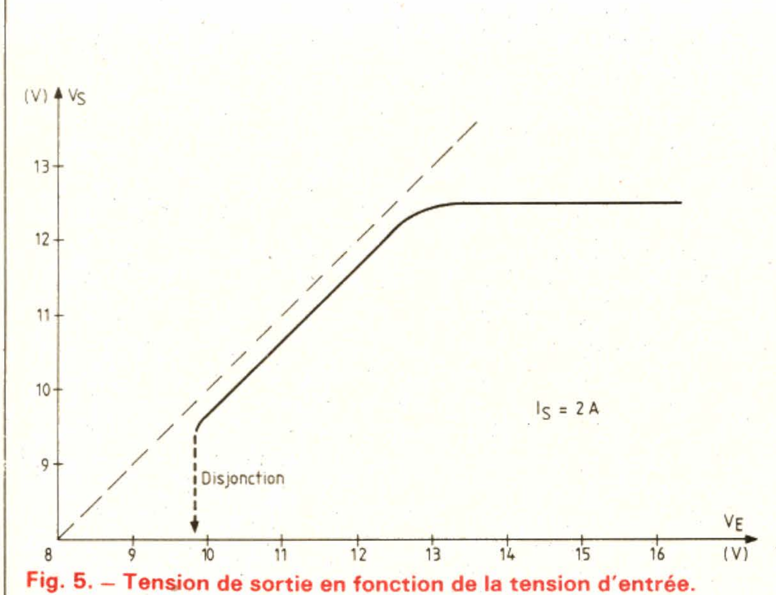


Fig. 5. – Tension de sortie en fonction de la tension d'entrée.

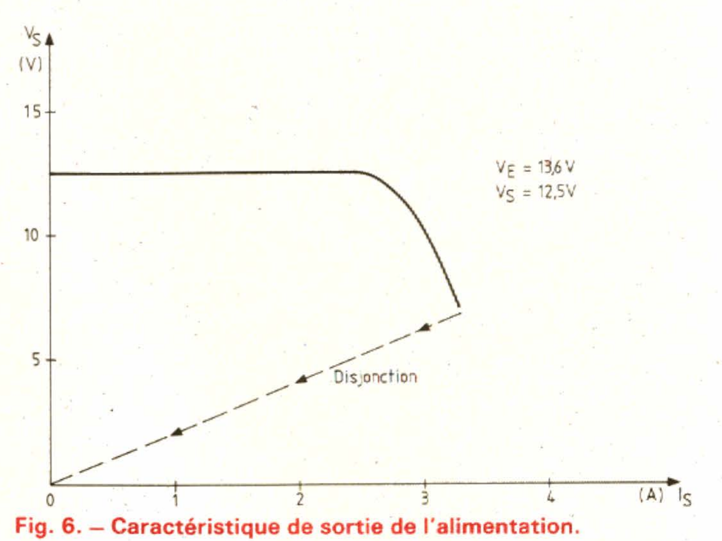


Fig. 6. – Caractéristique de sortie de l'alimentation.

Le disjoncteur est basé sur le principe suivant : lorsque tout fonctionne correctement, la tension de sortie est régulée, par exemple à 12 V. Si cette tension devient nettement inférieure, par exemple 7 V, c'est qu'il se passe quelque chose d'anormal et le disjoncteur intervient en bloquant le ballast via le circuit de commande. L'action du disjoncteur est légèrement temporisée, de manière à permettre la mise en marche du circuit.

Concrètement, le circuit se compose d'un transistor et d'un petit thyristor, type BRY 55 ou équivalent. (Ce composant est très utilisé dans les circuits de télévision couleur, donc aucun problème d'approvisionnement). En fonctionnement normal, le transistor T_3 est saturé et la tension sur son collecteur est très voisine de zéro. Le thyristor T_5 est par conséquent bloqué. Si la tension de sortie de l'alimentation vient à baisser par suite d'une surcharge, le transistor T_3 se désature et se bloque. Le condensateur C_4 se charge à travers les résistances R_{14} et R_{15} et la tension sur la gâchette du thyristor croît. Lorsqu'elle atteint 0,65 V, le thyristor s'amorce et porte l'entrée d'inhibition du 723 à zéro, à travers la résistance R_5.

Ceci a pour effet un blocage immédiat du transistor

Fig. 7. – Dessin du circuit imprimé. Vu côté cuivre.

Fig. 8. – Implantation des composants.

ballast qui se comporte alors comme un interrupteur ouvert.

Le thyristor étant un élément bistable, il reste amorcé tant que l'on n'annule pas le courant qui le traverse. En conséquence, il faudra arrêter l'alimentation quelques instants (le temps que le condensateur C_1 soit déchargé. Eventuellement on connectera une résistance de décharge à ses bornes) pour réarmer le circuit.

Nous avons mis à profit cette possibilité du 723 pour réaliser un système de commande à distance de l'alimentation. En reliant le point A à la masse, ou le point B au positif de la tension d'entrée, on bloque l'alimentation.

Performances du circuit

Les figures 5 et 6 montrent les caractéristiques de régulation et de disjonction, obtenues en fonction des variations de tension d'entrée et de charge. On remarquera sur la figure 5 que lorsque la tension d'entrée devient inférieure à la tension de consigne, la tension de sortie suit la tension d'entrée avec une très faible chute (environ 300 mV au courant nominal). Cette caractéristique rend ce circuit particulièrement intéressant dans le cas d'une alimentation à partir d'une batterie d'automobile dont la tension peut varier facilement de 10 à 18 V...

La figure 6 montre qu'avec seulement 1 V de chute de tension entrée-sortie, la régulation est excellente.

Réalisation

La réalisation est très simple. Tous les composants sont montés sur un circuit imprimé simple face dont le dessin est représenté figure 7 et l'implantation figure 8.

Le transistor de puissance est monté sur un radiateur dont les dimensions dépendent de la puissance maximale à dissiper. Dans la majorité des cas un refroidisseur à ailettes de 8 × 8 cm est suffisant.

J.R.

Nomenclature des composants

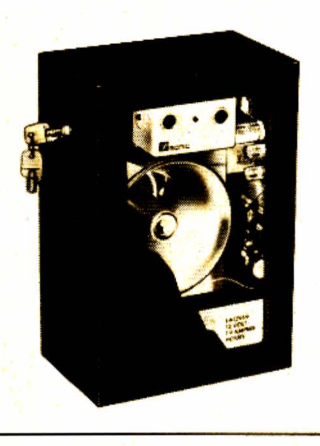
Repère	Désignation	Remarque
R_2	10 Ω - 1/2 W ± 5 %	
R_3	39 Ω - 1/2 W ± 5 %	
R_1 à R_{19}	Résistances 1/4 W ± 5 %	Voir schéma
C_1, C_3	Condensateurs 100 µF, 25 V	Electrochimique
C_2	Condensateur 1 nF	Céramique
C_4	Condensateur 10 µF - 25 V	Chimique
P_1	Potentiomètre 1 kΩ	
P_2	Potentiomètre 470 Ω	
IC_1	SFC 2723 EC, LM 723	Ou équivalent
T_1	BD 250	Thomson, Texas
T_2	2N 2219, 2N 1711	Ou équivalent
T_3	BC 237 B	Ou équivalent
T_4	BC 237 B	Ou équivalent
T_5	Thyristor BRY 55 - 30	Voir texte
D_1	1N 4148	

Bloc-notes

Centrale d'alarme autonome Visonic - AUT 115

Le « AUT 115 » a été spécialement étudié pour une protection volumétrique de maisons, magasins ou bureaux.

Il devient opérationnel par simple branchement à une prise de courant et il le reste même en cas de coupure de courant secteur. Il émet à l'intérieur de la zone protégée une onde sonore ultrasonique inaudible et capte l'énergie qui est renvoyée vers l'unité. Un intrus se déplaçant dans la zone protégée provoque des ondes de fréquence différente (effet doppler). Lorsqu'un changement de fréquence est détecté et analysé par le circuit d'analyse de signaux du « AUT 115 » comme étant une intrusion, l'alarme est déclenchée.



Caractéristiques
– Alimentation directe 220 V secteur.
– Chargeur de batterie incorporé.
– Batterie rechargeable incorporée.
– Sirène 118 dB incorporée.
– Radar ultra-son réglable de 0 à 8 m × 5 m.
– Sortie pour extension vers détecteur de choc, ILS, etc.
– Sortie pour branchement de détecteur volumétrique supplémentaire.
– Temporisation d'entrées et sorties réglable.
– Bascule automatique secteur, batterie et vice-versa.
– Protection contre les inversions de polarité et court-circuit.

L'analyseur de vibrations Visonic 124 XV

Un analyseur de vibrations est un intermédiaire électronique qui permet le branchement de détecteurs inertes de vibrations sur des centrales qui n'en possèdent pas. L'analyseur a pour fonction de détecter et d'analyser les impulsions émises par le détecteur et d'activer l'alarme.

Le module 124 XV a été conçu pour servir d'unité intermédiaire à brancher entre les détecteurs de vibrations et la plupart des centrales d'alarme.

Le module comprend 2 zones à circuit fermé (CF), chacune étant équipée d'un analyseur de vibrations et d'un contrôleur de sensibilité.

La zone 1 est utilisée pour la protection de murs épais, de cloisons.

La zone 2 est utilisée pour la protection de vitrines, de portes.

La sensibilité de la zone 1 est 5 fois plus grande que celle de la zone 2.

Des détecteurs conventionnels circuit fermé (CF) peuvent être branchés en série avec les détecteurs de vibrations.

Le relais de sortie est du type à action instantanée et reste fermé pendant 3 secondes chaque fois qu'une intrusion est décelée. Les contacts du relais sont prévus pour supporter une intensité maximum de 2 A sous une tension de 30 V CC.

Caractéristiques
– Module intermédiaire.
– Adaptable sur toutes les alarmes.
– 2 zones de protection réglables.
– 2 sensibilités : 1. murs, cloisons. 2. vitrines.
– Protection contre les inversions de polarités.
– Tension d'alimentation de 9 à 12 V CC.

LA PAGE DES RADIOS LOCALES

(voir depuis le n° 1677)

La modulation

Dans la gamme « radiodiffusion » de 88 à 108 MHz, c'est la modulation de fréquence qui est exploitée. Rappelons sommairement que ce type de modulation consiste **à faire varier** la fréquence centrale (ou moyenne) porteuse de l'émission en fonction des signaux BF modulateurs appliqués.

En règle générale, une telle modulation de fréquence s'obtient en appliquant les signaux BF modulateurs sur l'étage pilote par l'intermédiaire d'un classique dispositif varactor à réactance, c'est-à-dire essentiellement par l'intermédiaire d'une ou deux diodes varicap dont la variation de la capacité en fonction de la modulation permet d'obtenir le « swing » de la porteuse (appelé aussi excursion en fréquence).

Si la modulation en amplitude est ordinairement bien connue et assimilée, nous nous sommes aperçus que la théorie de la modulation en fréquence l'est beaucoup moins. Rappelons tout d'abord qu'en FM :

– à l'amplitude ou intensité des signaux BF correspond l'amplitude de la **variation** de fréquence (swing ou excursion) ;

– à la fréquence d'un signal BF correspond la **vitesse** de la variation de fréquence.

Avec la modulation en amplitude, on ne peut dépasser une profondeur de modulation de 100 % ; en effet, au-dessus, il y a coupure de la porteuse. En modulation de fréquence, un son peu intense produit une faible variation de fréquence. Par exemple, pour une note de faible amplitude, la fréquence du courant HF variera seulement de 800 Hz, de part et d'autre de sa valeur en l'absence de modulation (fréquence moyenne porteuse). Cette même note, mais beaucoup plus intense, produira une grande variation de fréquence, par exemple 50 000 Hz, de part et d'autre de la fréquence moyenne. Précisons de nouveau que, dans les deux cas, la fréquence de la note étant la même, la **vitesse** de variation est également la même. En modulation de fréquence, au point de vue profondeur de modulation, on peut donc adopter une infinité de solutions donnant sensiblement le même résultat. Par exemple, pour une variation donnée du niveau acoustique à transmettre (écart entre les **pianissimi** et les **fortissimi**), on pourrait prévoir des swings de 25, 50, 100 ou 500 kHz, etc.. Seules, la « dynamique » de l'émission et la fidélité de transmission guideront notre choix.

La déviation est donc proportionnelle à l'importance du signal de modulation, et lorsqu'on applique un signal de modulation symétrique, on obtient une déviation également symétrique, c'est-à-dire que la déviation est la même de part et d'autre de la fréquence porteuse de repos. Supposons un émetteur fonctionnant sur 1 MHz, donc 1 000 kHz, la fréquence pourra (par exemple) glisser de 1 000 à 1 010 kHz, puis reviendra à 1 000 kHz et glissera à 990 kHz pour revenir à 1 000 kHz, cela pendant un cycle du courant modulateur ; d'où déviation de ± 10 kHz. Nous avons choisi un émetteur fonctionnant sur 1 MHz pour raison de simplification ; mais il est bien évident que le raisonnement demeure le même pour toute autre fréquence porteuse... et pour 100 MHz, par exemple !

Rappelons aussi que l'index de modulation d'un signal modulé en fréquence est le rapport de la déviation à la fréquence de modulation, les deux grandeurs étant évidemment exprimées avec la même unité. Ainsi, dans l'exemple précédent, si le signal HF dévie de ± 10 kHz à une vitesse de 2 000 fois par seconde, c'est-à-dire sous l'effet d'un signal BF modulateur de 2 000 Hz (donc 2 kHz), l'index de modulation sera de 10 : 2, c'est-à-dire 5.

Les intensités relatives de la porteuse modulée en fréquence et les diverses fréquences latérales dépendent directement de l'index de modulation ; elles varient d'ailleurs notablement lorsqu'on fait varier cet index. Dans l'exemple précédent, les fréquences latérales se présentent du « côté supérieur » à 1 002, 1 004 1 006, 1 008, 1 010, 1 012 kHz, etc. et du « côté inférieur » à 998, 996, 994, 992, 990, 988 kHz, etc. Proportionnellement à l'intensité de la porteuse **non modulée** (que nous coterons à 100), ces fréquences latérales ont les intensités suivantes (dans le cas d'un index de 5) :

1 002 et 998 = 33 % ;
1 004 et 996 = 5 % ;
1 006 et 994 = 36 % ;
1 008 et 992 = 39 % ;
1 010 et 990 = 26 % ;
1 012 et 988 = 13 %.

Quant à l'intensité de la porteuse à 1 000 kHz, elle vaudra 18 % de sa valeur non modulée. Tout cela peut être mis en évidence par observation sur l'écran d'un analyseur de spectre ; un exemple est montré sur la figure 3.

En modifiant l'amplitude du signal modulateur, on changera la déviation, et par conséquent l'index, avec pour résultat que les fréquences latérales (toujours situées aux mêmes emplacements) auront des intensités différentes de celles indiquées précédemment.

De même, l'index de modulation varie avec la fréquence modulatrice. C'est ainsi que dans l'exemple pré-

cédent, pour une déviation de ± 10 kHz et un signal BF de 2 kHz (2 000 Hz), l'index était de 5 ; mais avec un signal BF de 0,5 kHz (500 Hz), l'index serait de 20.

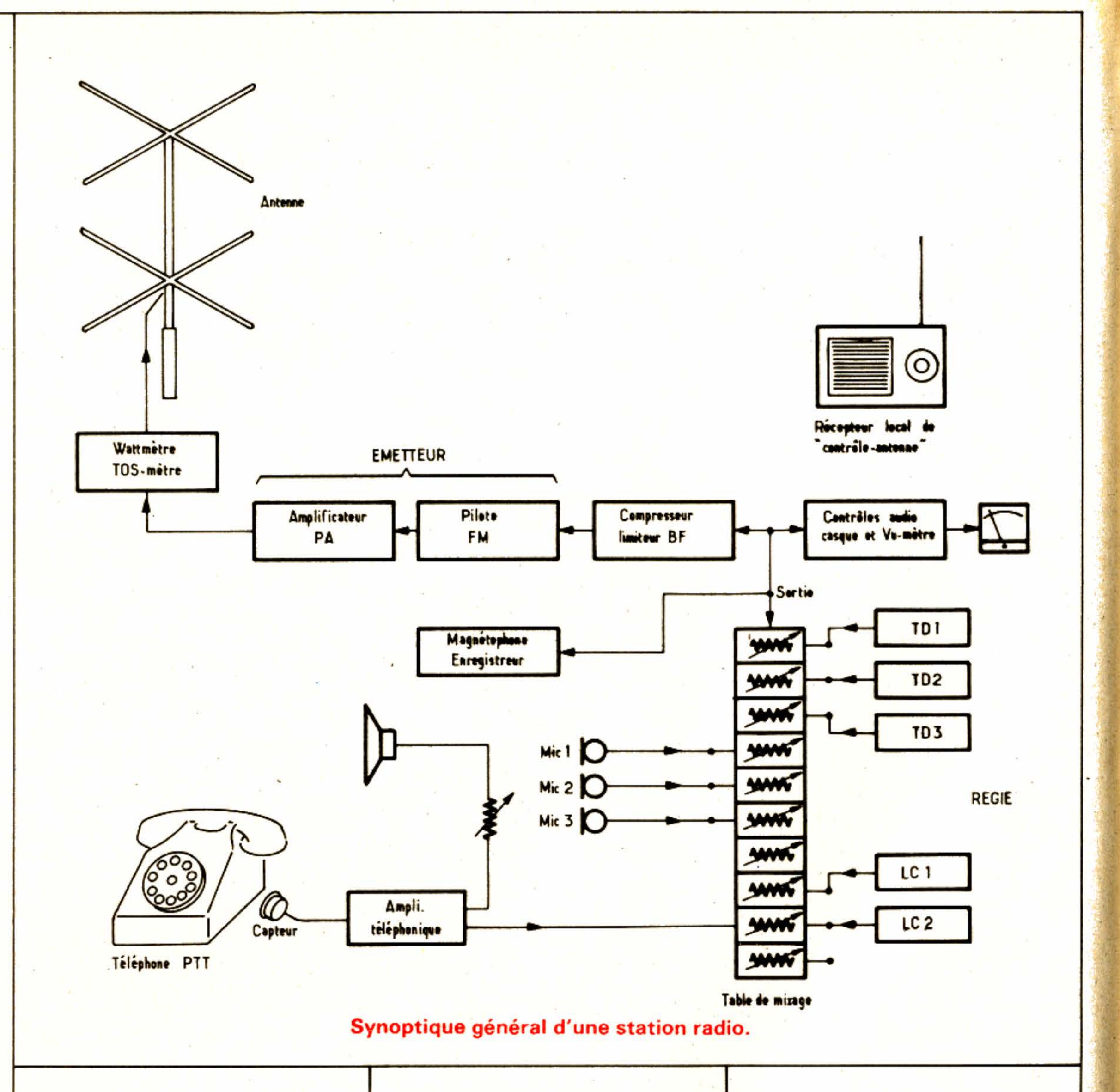
C'est la raison pour laquelle, en modulation normale, (c'est-à-dire avec un signal modulateur complexe s'étalant sur toute une gamme BF), on définit l'index par le quotient entre la déviation maximale et la fréquence modulatrice **la plus élevée** à transmettre.

Revenons à notre exemple de modulation par un signal modulateur à fréquence fixe. Nous savons que les amplitudes relatives des différentes fréquences latérales et de la porteuse varient beaucoup lorsqu'on fait varier la déviation en augmentant (ou en diminuant) la valeur de la modulation. Etant donné que l'on connaît la relation liant ces grandeurs, il existe une méthode simple de mesure de la déviation ; on obtient le résultat sous forme d'index de modulation pour une valeur donnée de l'amplitude du signal BF appliqué.

Le procédé consiste à augmenter progressivement le niveau du signal modulateur appliqué (à fréquence fixe) jusqu'à ce que l'amplitude de la **composante porteuse** devienne nulle ; l'index de modulation pour une porteuse nulle peut être déterminé au moyen de la table ci-dessous :

Nº d'ordre des porteuses nulles	Index de modulation
1	2,405
2	5,520
3	8,654
4	11,792
5	14,931
6	18,071
7	21,212
8	24,353
9	27,494
10	30,635

Comme on peut s'en rendre compte d'après cette table, on obtient un premier point de porteuse nulle lorsque l'index est de 2,405,



Synoptique général d'une station radio.

c'est-à-dire lorsque la déviation vaut 2,405 fois la fréquence modulatrice.

Par exemple, si le signal BF est de 1 000 Hz, si l'on augmente la modulation jusqu'à ce que l'on obtienne la première porteuse nulle, la déviation vaudra alors 2,405 fois la fréquence modulatrice, soit 2,405 kHz. Pour une fréquence modulatrice de 2 000 Hz, la déviation vaudrait 4,810 kHz lors de la première porteuse nulle. D'autres porteuses nulles seront obtenues lorsque l'index vaudra 5,52 – puis 8,654 – et pour des valeurs supérieures séparées d'environ π.

En fin d'analyse, on voit que la largeur de bande de la modulation de fréquence peut être quelconque... et en tout cas très importante. Aussi bien, a-t-il fallu fixer une largeur d'excursion nécessaire, **mais suffisante,** pour assurer une audition confortable en haute fidélité ; elle est de ± 75 kHz et il s'agit d'une norme internationale.

Il est bien évident qu'une modulation supérieure à ± 75 kHz réduirait le nombre « théorique » d'émetteurs que la bande FM 88 – 108 MHz peut recevoir. Mais ce n'est pas tout ! En effet, tous les récepteurs ou tuners FM sont également conçus pour ce swing de ± 75 kHz, non seulement en ce qui concerne la bande passante de leur amplificateur FI, mais aussi et surtout en ce qui concerne l'étage démodulateur (discriminateur ou système à PLL). En conséquence, un swing supérieur à ± 75 kHz provoque inévitablement une dégradation extrêmement importante de la qualité d'écoute.

En fait, certains responsables techniciens de radios locales s'imaginent que plus on pousse les potentiomètres BF, plus on module énergiquement, et plus la portée de l'émetteur se trouve augmentée... Grossière erreur ! Au passage, disons qu'il nous a été donné de mesurer des excursions de ± 150 kHz !!! Auditivement et uniquement considéré sous l'aspect du volume sonore, l'efficacité de telles stations peut en effet paraître un peu plus grande si on la compare aux stations voisines. Mais la portée n'est pas supérieure, sinon moindre, et dans tous les cas la **qualité** de modulation devient désastreuse.

La modulation devient dé-

sastreuse généralement pour deux raisons cumulées :

1° parce que les récepteurs, nous l'avons vu, ne sont pas conçus pour de tels swings ;

2° parce que de sévères distorsions peuvent également prendre naissance dans l'émetteur lui-même, dans son amplificateur de modulation, par saturation d'étage, écrêtage des signaux BF, etc.

Généralement, le niveau nominal de l'entrée « modulation » des émetteurs FM est au standard 0 dBm (600 Ω). Le procédé le plus commode pour respecter les normes « radiodiffusion » consiste à intercaler un limiteur (parfois appelé aussi compresseur de modulation) efficace et d'excellente qualité, réglable à 0 dBm, niveau correspondant à l'excursion maximale de ± 75 kHz.

Dans un article précédent (N° 1673, page 115), nous avions montré le synoptique simple d'une station de radio locale. Compte tenu de la qualité médiocre de certaines émissions, nous estimons qu'il devient pratiquement indispensable qu'une station de radio locale soit munie d'un limiteur de modulation ; le synoptique général est alors celui que nous représentons sur la figure ci-contre.

Sur cette figure, on peut voir :

– une table de mixage qui comporte de nombreuses entrées (10 dans notre exemple, dont une est inutilisée et réservée en vue d'extension éventuelle ; mais on peut prévoir davantage),

– trois platines tourne-disques (TD1 - TD2 - TD3) ; plusieurs tourne-disques sont nécessaires pour préparer le programme, mettre en place à l'avance les disques qui vont être diffusés, afin d'éviter les « blancs »,

– deux lecteurs de cassette (LC1 - LC2) permettant, par exemple, la diffusion de petits programmes locaux pré-enregistrés sur bande,

– trois microphones (Mic 1 - Mic 2 - Mic 3) pour le ou les présentateurs, animateurs, personnes interviewées, etc.,

– le téléphone (P.T.T.) muni d'un capteur et d'un amplificateur téléphonique afin de pouvoir retransmettre les communications des auditeurs sur l'antenne (si on le désire). L'amplificateur téléphonique peut être muni d'un petit haut-parleur, mais le volume sonore délivré par celui-ci doit alors être réglable afin d'éviter l'effet Larsen,

– à la sortie de la table de mixage, nous avons prévu un magnétophone permettant l'enregistrement éventuel des émissions, ou de certaines parties d'émission, interviews, etc., soit pour conservation (justificatif), soit pour rediffusion.

Nous avons aussi les contrôles audio, c'est-à-dire tous les casques dont sont munis les animateurs et les opérateurs de la régie, ainsi qu'un VU-mètre (à grand cadran très lisible) dont les déplacements de l'aiguille renseignent sur les crêtes maximales des signaux BF.

Ces signaux BF sont alors appliqués à un limiteur-compresseur dont le niveau de sortie est ajusté une fois pour toutes de façon telle que quelle que soit l'amplitude des signaux BF d'entrée, les signaux de sortie (appliqués à l'émetteur) ne provoqueront jamais un swing supérieur à ± 75 kHz. Le limiteur est évidemment d'un fonctionnement totalement automatique ; il évite aux opérateurs d'avoir les yeux fixés en permanence sur le VU-mètre, et dans tous les cas la modulation de l'émetteur demeure impeccable parce qu'elle reste dans les normes.

L'émetteur est donc modulé en fréquence par les signaux audio qui lui sont appliqués comme nous venons de le dire. A la sortie de l'émetteur, nous avons un wattmètre et un TOS-mètre renseignant valablement sur la puissance HF transmise et sur le taux d'ondes stationnaires (adaptation et bon fonctionnement de l'antenne), à condition qu'il s'agisse d'un appareil sérieux et d'excellente qualité.

Ensuite, les signaux VHF modulés en fréquence sont canalisés par un câble coaxial à l'antenne pour leur rayonnement ; l'aérien schématisé sur la figure est du type omnidirectionnel, à deux étages (4 dipôles en croix) et polarisation horizontale.

Enfin, il est bon de prévoir un récepteur FM local dit de « contrôle-antenne » qui permet d'apprécier la qualité de la modulation effectivement diffusée et qui renseigne aussi immédiatement s'il se produit une panne d'émission (dans les sections « émetteur » ou « antenne »).

Pour terminer, revenons cependant quelque peu sur le réglage du limiteur-compresseur, réglage durant lequel il est prudent de tenir compte de la préaccentuation des aigus à l'émission (constante de temps de 50 μs) et pour laquelle l'équilibre est rétabli à la réception par la désaccentuation opérée par la conception technique des tuners FM. Pour tenir compte du contenu et de la **forme** des signaux modulateurs musicaux **(qui ne sont pas sinusoïdaux !)**, il est recommandé d'ajuster le niveau de sortie du limiteur afin qu'un signal de référence sinusoïdal à 1 000 Hz module la porteuse de l'émetteur avec un swing de l'ordre de ± 30 à ± 40 kHz seulement. Naturellement, l'appréciation exacte du swing ne peut se faire que par examen sur l'écran d'un analyseur de spectre.

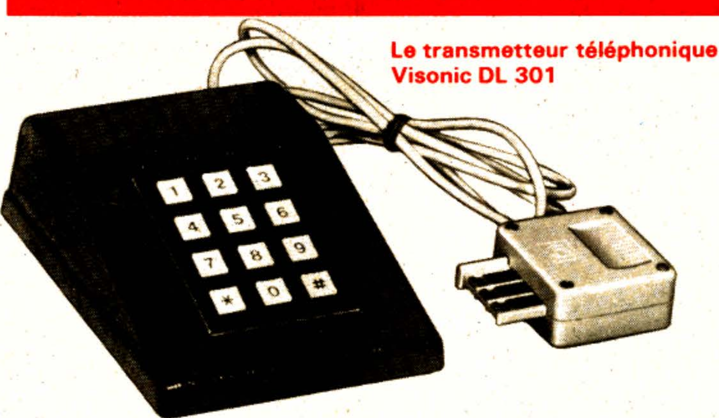
Le mois prochain, nous aborderons le dernier maillon de la chaîne, mais pas l'un des moindres au point de vue « portée » : l'antenne.

(à suivre.)

Roger A. RAFFIN

Bloc-notes

Le transmetteur téléphonique Visonic DL 301



Le DL 301 est un avertisseur téléphonique autonome qui peut être raccordé à une centrale d'alarme, à un congélateur, à un bouton anti-panic, etc. Il se branche en parallèle sur une ligne téléphonique normale.

Caractéristiques

– Bouton spécial d'appel de détresse.

– Circuit équipé d'une pile au lithium permettant la conservation de la mémoire pendant un minimum de 8 ans.

– Mise en mémoire d'un numéro de téléphone composé d'un maximum de 21 chiffres.

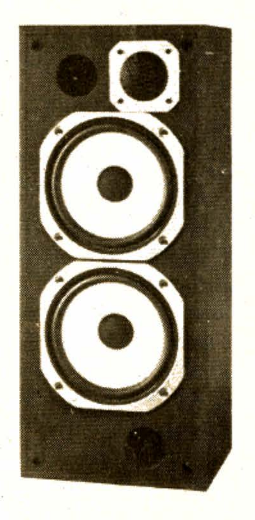
– Mise en mémoire du 16 et du 19 permettant d'appeler l'inter et l'international.

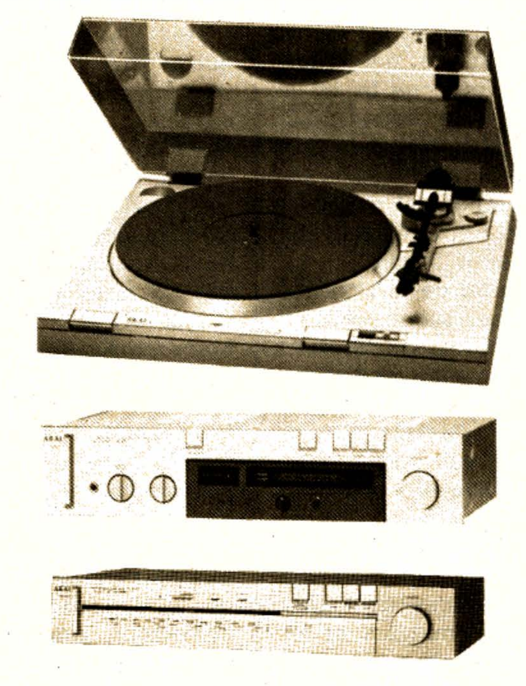
– Emission d'un Bip-Bip très caractéristique d'une durée de 40 à 60 secondes, ou d'un message pré-enregistré sur magnétophone répété sur 8 cycles.

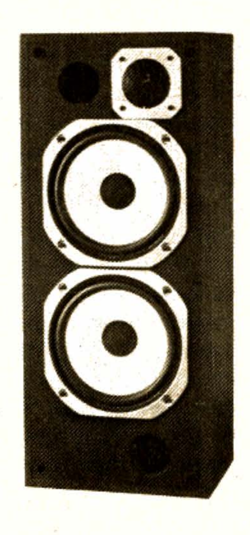
Le DL 301 fonctionne comme un système d'alarme grâce à ses entrées, normal ouvert et normal fermé.

Les 2 zones peuvent être utilisées en temporisation de 45 secondes, ce qui permet d'entrer et de sortir sans déclenchement et cela grâce à un code spécial.

Sélection de chaines HIFI







CHAINE AKAI AM-U-210

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **AKAI AM-U-210**
– un tuner **AKAI AT-K-110L.**
– un magnétocassette **AKAI-CS-F21.**
– un table de lecture **AKAI-AP-D-210.**
– deux enceintes acoustiques **3A – A340.**

L'amplificateur AKAI-AM-U-210.
Puissance : 2 × 33 W/8 Ω.
Distorsion : 0,4 %.
Rapport signal/bruit : phono : 80 dB – Aux : 100 dB.
Bande passante : 5 à 40 000 Hz.
Séparation des canaux : 50 dB (à 1 000 Hz).

Le tuner AKAI-AT-K-110L
Gammes d'ondes : PO-GO-FM.
Sensibilité FM : 2,5 μV.
Distorsion : 0,3 % (mono) ; 0,4 % (stéréo).

Le magnétocassette AKAI-CS-F-21.
Bande acceptées : normal, chrome, métal.
Fluctuations : 0,04 %.
Bande passante : 20 à 19 000 Hz (métal).
Distorsion : 0,8 % (métal).
Rapport signal/bruit : 58 dB (sans Dolby), 68 dB (avec Dolby).

La table de lecture AKAI-AP-D-210.
Platine tourne-disque semi-automatique à entraînement direct.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : 0,03 %.
Bruit de fond : 73 dB.

L'enceinte acoustique 3A-A340.
Puissance : 50 W.
Bande passante : 50 à 25 000 Hz.
Sensibilité : 90 dB, 1 W, 1 m.
Umpédance : 8 Ω

CHAINE AKAI AM-U-41

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **AKAI-AM-U-41.**
– un tuner **AKAI-AT-S-210L.**
– un magnétocassette **AKAI-GX-F-51.**
– une table de lecture **AKAI AP-D-210.**
– deux enceintes acoustiques **3A.A-90.**

L'amplificateur AKAI-AM-U-41
Puissance : 2 × 60 W/8 Ω
Distorsion : 0,007 %.
Bande passante : 5 à 70 000 Hz.
Rapport signal/bruit : phono : 86 dB, Aux : 103 dB.
Séparation des canaux : 60 dB (à 1 000 Hz).

Le tuner AKAI-AT-S-210L.
Gammes d'ondes : PO-GO-FM.
Sensibilité : 2 μV.
Distorsion : 0,09 % (mono) ; 0,18 % (stéréo).

Le magnétocassette AKAI-GX-F-51
Bandes acceptées : normal, chrome, métal.
Fluctuations : 0,035 %.
Distorsion : 0,8 % (métal).
Bande passante : 15 à 21 000 Hz (métal).
Rapport signal/bruit : 60 dB (sans Dolby) – 80 dB (avec Dolby C).

La table de lecture AKAI AP-D-210.
(Voir chaîne AKAI-AM-U-210.)

L'enceinte acoustique 3A-A-90.
Puissance : 70 W/8 Ω
Bande passante : 60 à 20 000 Hz.
Sensibilité : 95 dB/1 W/1 m.
Impédance : 8 Ω

CHAINE AKAI AM-U-61

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **AKAI AM-U-61.**
– un tuner **AKAI-AT-S-210L.**
– un magnétocassette **AKAI-GX-F-71.**
– **une table de lecture AKAI-AP-Q-310.**
– deux enceintes acoustiques **3 A-A370.**

L'amplificateur AKAI-AM-U-61.
Puissance : 2 × 75 W/8 Ω
Distorsion : 0,007 %
Bande passante : 5 à 70 000 Hz.
Rapport signal/bruit : phono : 86 dB ; Aux. : 103 dB.
Séparation des canaux : 60 dB (à 1 000 Hz).

Le tuner AKAI-AT-S-210L.
Gammes d'ondes : PO-GO-FM.
Sensibilité : 2 μV.
Distorsion : 0,06 % (mono) – 0,009 % (stéréo).

Le magnétocassette AKAI-GX-F-71
Bande acceptées : normal – Chrome – métal.
Distorsion : 0,7 % (métal).
Fluctuations : 0,028 %.
Bande passante : 15 à 23 000 Hz (métal).
Rapport signal/bruit : 60 dB (sans Dolby), 80 dB (avec Dolby C)

La table de lecture AKAI AP-Q-310.
Platine tourne-disque automatique à entraînement direct et asservissement de vitesse à quartz.
– Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : 0,03 %.
Bruit de fond : 73 dB.

L'enceinte acoustique : 3A-A370.
Puissance : 80 W.
Bande passante : 30 à 25 000 Hz.
Sensibilité : 91 dB/1 W/1 m.
Impédance : 8 Ω

ALTEF

Alarme radio à code sélectif

pour automobile

VOUS êtes peut-être un automobiliste parmi des centaines de milliers qui doit laisser sa voiture en stationnement sur la voie publique, soit quotidiennement, pendant le travail, ou pendant la nuit parce que vous n'avez pas de garage fermé, soit occasionnellement, par exemple pendant une visite rendue à des amis !!

Or, vous n'êtes pas sans le savoir, certains individus profitent de cette situation pour violer un bien qui vous est cher !... Oh, combien !!

Il vous arrivera donc certainement, un de ces jours ou une de ces nuits, ce qui est déjà arrivé à des milliers de vos collègues : vous retrouverez votre chère voiture, les portes fracturées, vidée de ses objets les plus précieux, à moins que vous la retrouviez... sans les roues, ou que vous ne la retrouviez... pas du tout ! Il vous restera alors, à aller conter votre mésaventure au poste de police le plus proche, où l'on vous accueillera en vous signalant que vous êtres le n^{ième} cette nuit-là ! On vous réconfortera en vous disant que si le malfaiteur glisse sur une peau de banane, tombe dans le « panier à salade » et avoue spontanément, alors, il sera mis tout en œuvre pour l'arrêter, dans les délais les plus brefs !!

Bref ! Vous voilà rassuré ! Avouons pourtant (puisque les coupables répugnent à le faire !) que si les « honnêtes gens » se donnaient la peine de protéger sérieusement leurs biens, les voleurs et autres casseurs n'auraient plus la partie aussi belle ! Nous disposons, en effet maintenant de techniques suffisamment efficaces pour décourager la majorité des délinquants moyens. Pourtant, il faut bien le reconnaître, nous faisons souvent preuve d'une insouciance... coupable, feignant de faire confiance à des protections puériles, comme une simple serrure, un petit cadenas ou autres détails, n'arrêtant un voleur décidé et connaissant son affaire qu'un temps très court. Des articles récents parus dans « Science et Vie » sont très clairs sur cette question. Il serait donc temps de considérer sérieusement la question et d'envisager une protection efficace de cette chère automobile !

Le système classique consiste à monter un antivol déclenchant le klaxon de la voiture. C'est déjà très bien. Seulement les voisins n'apprécient pas, ni les services de police qui verbaliseront volontiers pour ce... tapage nocturne ! Par ailleurs, le malfaiteur, dérangé dans son travail par ce bruit désagréable... décampe et va chercher dans la rue voisine, une voiture moins bien protégée ! Et de ce fait il court toujours !

Le système que nous vous proposons est beaucoup plus insidieux et dangereux... pour le malfaiteur ! En effet, celui-ci déclenche l'alarme, mais ne s'en rend pas compte. Par contre, vous, le propriétaire, vous êtes prévenu immédiatement. Vous pouvez alors agir selon votre tempérament soit pour lui mettre la main au collet ou plus prudemment appeler la police !!



Photo A. – Aspect de l'émetteur d'alarme ALTEF terminé. Remarquer la grille d'aération.

Quel est donc le principe du système ? Tout simple : Un émetteur à bord du véhicule est mis en marche par le malfaiteur. Un signal radio codé est alors transmis en permanence. Sur votre table de chevet, un récepteur en veille capte le signal codé, le reconnaît et actionne le bip-bip d'un buzzer !

Pour des raisons de législation et de simplicité de réalisation, nous avons choisi l'émission en Citizen-Band, soit en 27 MHz. Avec le matériel proposé dans cet article, la portée atteint facilement le kilomètre. Cela garantit une liaison HF parfaitement sûre dans les conditions normales d'utilisation : voiture dans la rue à quelques centaines de mètres, au plus et récepteur à l'intérieur, généralement à l'étage, ce qui améliore encore la portée.

En plus de cette bonne liaison HF, il fallait se protéger de tous les déclenchements intempestifs causés par le trafic CB normal. C'est pourquoi le signal transmis est codé de telle manière qu'il puisse être le seul à provoquer le bip-bip ! Nous avons retenu le procédé des appels sélectifs à tonalités. Nous verrons plus loin, qu'utilisé au maximum de ses possibilités, le nombre des combinaisons est de 65536 ! Il va sans dire que le récepteur est dans ces conditions parfaitement inbrouillable. De plus, c'est le signal lui-même qui commande la répartition très particulière des bips dans le temps. Aussi si vous entendez la musique très spéciale de votre buzzer, alors sautez dans votre pantalon.. ça presse !!

Nous rappelons qu'un précédent article a déjà été consacré au système ci-dessus. Toutefois, la parution faite avant la libéralisation de la bande CB n'avait pas permis de traiter convenablement la partie émission du montage. Cette fois, par contre nous proposons un appareil complet, prêt à être monté dans le véhicule. Nous en avons profité aussi pour revoir complètement le récepteur. Le précédent modèle en deux circuits imprimés était assez délicat à monter, à cause des liaisons par fils assez nombreuses. Cette fois, un seul CI et très peu de fils ! Par ailleurs la détection des notes était confiée à des filtres BF ordinaires. Ici nous avons opté pour des circuits intégrés spécialisés dans ce travail. Il s'ensuit un récepteur beaucoup plus facile à régler et surtout plus fiable et plus sensible.

C'est donc un système de sécurité très performant que nous vous proposons aujourd'hui ! Nous espérons qu'il attirera votre attention et que vous aurez la sagesse de le monter et de l'utiliser ! Votre chère voiture vous en saura gré, soyez-en persuadé !!

Signalons encore, pour clore cette introduction, que l'émetteur est assez compact pour s'installer sur n'importe quelle moto, équipée d'une batterie de 12 V. La consommation en veille de ... 10 mA *, ne risque pas de la mettre à plat !

Bien sûr, rien ne vous empêche d'utiliser ALTEF pour protéger un local, une résidence, un atelier... à condition que la distance soit compatible avec la portée. Dans ce cas, une bonne antenne Ground Plane, fait merveille !

Quant aux CiBistes déjà équipés d'un matériel 27 MHz, l'adaptation de ALTEF est très simple et économique. Seul le codeur est à réaliser. Un circuit d'adaptation permettant d'utiliser l'émetteur CB existant.

Concluons en signalant que normalement l'émetteur de ALTEF n'émet... JAMAIS ! Les empêcheurs de voler en rond ne pourront même pas nous reprocher la pollution de la bande 27 MHz !!

A. Etude théorique

I. L'EMETTEUR

1. Le codeur

Le codeur de l'alarme ALTEF est un générateur de séquences de notes. Chaque séquence est un ensemble de huit notes choisies parmi quatre. Au cœur du codeur on trouve donc le générateur de ces notes. Voir figure 1. C'est un oscillateur du type à transistor unijonction, donnant une bonne stabilité de fréquence et une commutation aisée de la tonalité. C'est T_2 qui assure cette fonction. La résistance R_2 améliore la stabilité en température. La fréquence de la note est déterminée par le condensateur C_2 et par sa résistance de charge constituée de R_4 et de

*** 5 mA sans la diode LED.**

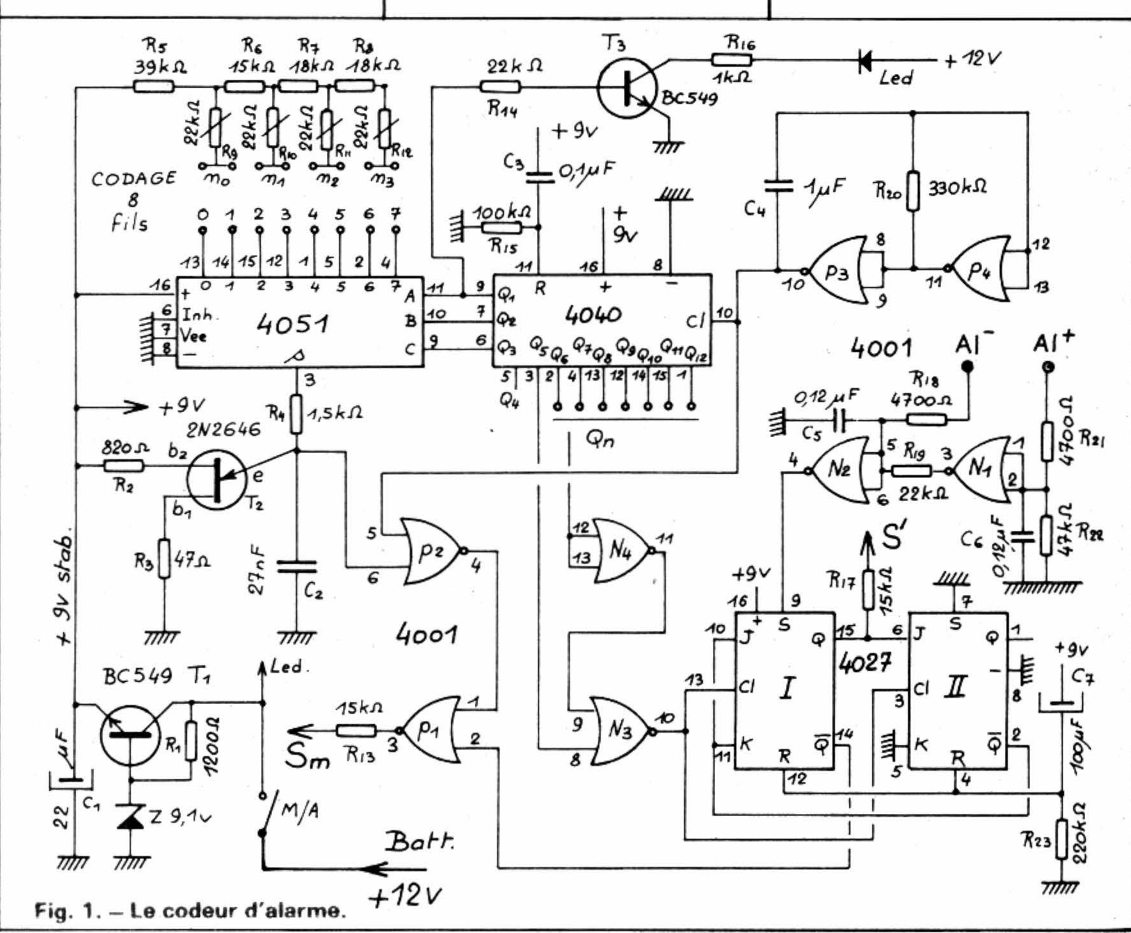


Fig. 1. – Le codeur d'alarme.

l'une des valeurs commutée par le circuit intégré C.MOS, type 4051 (8 entrées, 1 sortie). La commutation des entrées se fait séquentiellement de 0 à 7. C'est à ce niveau que se fait le codage du signal transmis. En effet, chacun des quatre points n_0 à n_3 peut être relié à chacune des entrées 0 à 7, à l'aide de petits fils, câblés sur une plateforme pour composants, type DIL 2 × 8 picots.

Ainsi, si n_0 est reliée à toutes les entrées 0 à 7, on obtient la première combinaison se traduisant par le code : « 00000000 ». Si c'est la note n_3 qui est ainsi connectée à toutes les entrées, on a la dernière combinaison « 33333333 ». Entre les deux extrêmes, il existe 65534 autres possibilités. Nous n'en donnons qu'une : « 20103231 » ce qui signifie que n_2 est reliée à l'entrée 0, n_0 à l'entrée 1, n_1 à l'entrée 2, n_0 à l'entrée 3, n_3 à l'entrée 4, n_2 à l'entrée 5, n_3 à l'entrée 6 et n_0 à l'entrée 7.

C'est cette séquence qui serait alors continuellement répétée par le codeur lors de la transmission du signal. La commutation du 4051 est assurée par les entrées A, B et C, contrôlées par le compteur binaire à 12 étages, le 4040. La progression de ce compteur étant provoquée par l'horloge de système, construite avec les portes p_3 et p_4. Cette horloge oscille sur 2 Hz environ (période 0,5 s). Dans ces conditions la période de Q_1 est de 1 s, celle de Q_2 de 2 s, celle de Q_3 de 4 s... celle de Q_{12} de 2 048 s.

Comme le montre la figure 2, l'exploration des 8 entrées du 4 051 demande 4 s. C'est la durée d'une séquence codée. Les fréquences choisies pour les notes sont :

n_0 = 698 Hz
n_1 = 554 Hz
n_2 = 440 Hz
n_3 = 370 Hz

La dent de scie existant aux bornes de C_2 est prélevée à haute impédance par la porte p_2. Le signal de sortie est rectangulaire. La seconde entrée de p_2 étant commandée par le signal d'horloge, la note n'apparaît après p_2 que pendant les alternances négatives de ce signal. On réalise ainsi l'alternance note-silence nécessaire au fonctionnement du décodeur.

Pour atteindre la sortie S_M, la séquence de notes doit encore traverser p_1. Cette porte est commandée par le basculeur 1 (1/2 4027). Pour que le signal sorte en S_M, il faut que $\overline{Q}_1$ soit au niveau 0. Ce n'est pas le cas au repos, puisque l'on a Q = 0 et $\overline{Q}$ = 1.

Voyons donc maintenant le fonctionnement de ce 4027 permettant de transformer notre « boîte à musique » en alarme déclenchable.

Tout d'abord, à la mise sous tension, la cellule R_{15} C_3 initialise le 4040 en portant son entrée R à 1 pendant une dizaine de millisecondes. Par ailleurs, l'autre cellule R_{23} C_7, à très forte constante de temps, maintient le 4027 à 0 pendant 15 à 20 s. Ce délai sera celui dont le propriétaire dispose, pour sortir du véhicule s'il ne veut pas déclencher lui-même l'alarme. Au bout de ce délai, le 4027 est à 0 mais est actif.

Deux entrées d'alarme sont prévues pour satisfaire à tous les besoins. Toutes les deux agissent sur l'entrée SET du JK_1 en le forçant en position travail. Ainsi si AL^- est portée fugitivement à la masse, alors le JK bascule. Même résultat si c'est AL^+ qui est reliée un instant à + 12 V. Les deux types d'action conduisent à donner $\overline{Q}_1$ = 0 et à faire sortir le signal en S_M. En même temps la sortie S' passe à 1. Ces deux signaux sont envoyés vers la platine HF. Tout d'abord S' débloque l'oscillateur à quartz, qui démarre et fournit la porteuse rayonnée par l'antenne. Par ailleurs S_M module cette porteuse en fréquence et assure la transmission de la séquence codée.

NB. Si les entrées AL^- et AL^+ sont excitées avant le délai de rigueur de 20 s, le signal S' passe à 1, mais $\overline{Q}_1$ reste aussi à 1 et S_M est inactive. Il y a mise sous tension fugitive de la platine HF, mais pas de transmission du signal. Le JK revenant au repos de lui-même.

Par contre, si l'action se fait après les 20 s, alors le basculement est permanent et le signal transmis continuellement. Cela signifie qu'une agression a été commise sur la voiture : Il faut y aller voir. On en profitera pour remettre l'alarme à 0 en l'arrêtant une fraction de seconde.

Si le voleur a eu le temps (certains sont des rapides !) de fuir avec le véhicule, l'émetteur sous tension rayonne en permanence, sur une fréquence connue, un signal très typique. Une localisation du véhicule sera sans doute assez facile, en faisant appel à la belle solidarité des CiBistes !!

Il nous reste à voir la raison d'être des derniers éléments du codeur : les portes N_3 et N_4, le basculeur JK_{II}. Ces trois éléments constituent un moyen d'autovérification du bon fonctionnement du système. Comme nous allons le voir, deux modes de vérification sont prévus.

MODE 1. Le propriétaire met l'alarme sous tension et quitte la voiture avant la fin du délai de rigueur de 20 s. L'alarme n'est donc pas déclenchée. Notons que la sortie Q_5 est appliquée sur N_3 (alternance de 8 s) mais comme la seconde entrée de N_3 est à 1, cette porte est bloquée et rien n'atteint les entrées Clock des deux JK. Par contre, dès que la sortie Q_n (choisie de Q_6 à Q_{12}) passe à 1, alors celle de N_4 passe à 0 et libère N_3 qui transmet les basculements de Q_5.

Ainsi si Q_n = Q_7 (alternances de 32 s) cet état dure 32 s après la mise sous tension. Ce délai écoulé, Q_7 passe à 1 et y reste 32 s. La porte N_4 donne 0 et la porte N_3 est passante. Du coup l'entrée C_1 de JK_1 passe à 1 et y reste 8 s (alternances de Q_5). Le premier front descendant de la sortie de N_3 fait basculer JK_1 au travail et assure l'émission comme déjà vu. Le basculeur JK_{II} reçoit aussi le signal mais ne peut pas bouger ayant ses J et K à 0. Le second front

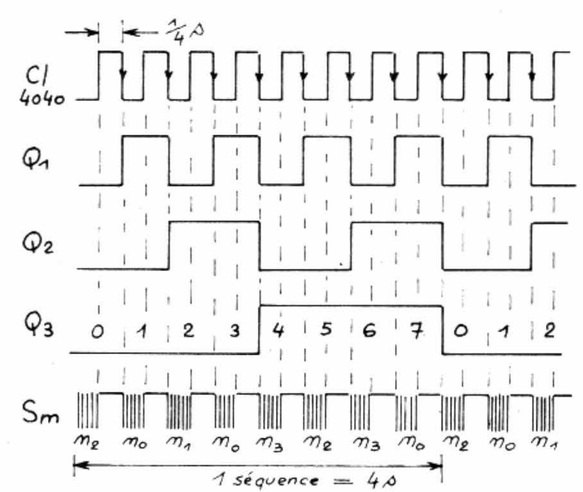


Fig. 2. – Génération des séquences de notes. Code illustré : 20103230.

descendant de N_3 refait basculer JK_I, coupant l'émission, mais aussi JK_{II} qui passe à son tour au travail, provoquant le blocage ultérieur de JK_I en mettant ses entrées J et K à 0. Tous les autres fronts descendants de N_3 seront ainsi inactifs, jusqu'à coupure de l'alimentation et RAZ générale.

Résultat pratique : 32 s (Q_7) + 8 s (Q_5) soit 40 s après la mise sous tension de l'alarme, l'émetteur rayonnera automatiquement pendant 16 s et transmettra ainsi quatre séquences complètes.

Si $Q_n = Q_8$, ces 16 s d'émission se produiront après 64 s + 8 s = 72 s ou 1 mn 12 s.

Si $Q_n = Q_9$, il faudra 128 s + 8 s = 136 s ou 2 mn 16 s, avec Q_{10}, il faudrait 4 mn 24 s, avec Q_{11} 8 mn 40 s et avec Q_{12} 17 mn 12 s.

Ces délais programmables par la position de Q_n permettent au propriétaire de regagner son domicile, de mettre le récepteur sous tension et de vérifier la bonne marche de l'ensemble. Il suffit de connaître le temps nécessaire au trajet. Après les 16 s de marche automatique, JK_I est revenu à 0, il est susceptible de repasser au travail par l'action sur les entrées AL.

MODE 2. Le propriétaire met son alarme sous tension et attend volontairement plus longtemps que 20 s pour sortir du véhicule. De ce fait, il déclenche lui-même l'alarme. Après les temps que nous avons indiqué dans le mode 1, le premier front descendant de N_3 trouve JK_I déjà au travail et JK_{II} au repos. Il provoque le basculement de ces deux JK, le I revenant au repos et coupant l'émission, le II passant au travail et rendant inactifs les autres fronts descendants de N_3.

Ce second mode de fonctionnement s'utilisera très rarement et seulement si l'on désire faire un essai de portée, le long du trajet suivi. Il sera aussi utilisé involontairement si, pour une raison ou une autre on est amené à déclencher l'alarme, par exemple en réouvrant une porte pour récupérer un objet oublié.

La figure 3 donne le diagramme des signaux dans les deux modes de fonctionnement.

Derniers détails sur le codeur :

– Le transistor T_3 commandé par Q_1 fait clignoter une diode LED, battant à peu près la seconde. C'est un test de fonctionnement et un indicateur de marche.

– Le transistor T_1 stabilise, avec la zener associée, la tension du codeur à 9 V environ.

Pour les CiBistes, la figure 4 donne le petit interface à réaliser entre le codeur et le poste CB. Le + 12 V de ce dernier est déconnecté du fusible et envoyé vers le relais de l'adaptateur. Le poste CB est alimenté maintenant à travers le contact travail du relais. Le relais est commandé soit par l'inverseur en position « CB » et dans ce cas le trafic se fait normalement, soit par le signal S' du codeur d'alarme si l'inverseur est en « alarme ».

Dans ce cas, le micro du poste CB est enlevé et remplacé par les sorties de l'adaptateur, pourvues d'un connecteur du même type que le micro. Dans ce connecteur on soudera un strap réalisant le contact de passage en émission (PTT) tandis que le signal S_M convenablement atténué par le potentiomètre ajustable assurera la modulation, avec la profondeur convenable.

2. La platine HF (voir fig 5)

Ne craignez rien, c'est très simple et ça marche presque sans réglages ! Un étage pilote à 2N2369, dans une configuration très classique oscille sur 27 MHz. La mise en oscillation est assurée par l'accord du circuit collecteur. Différents types de quartz peuvent être utilisés :

– Soit un cristal CR78/U, en fondamentale 27 MHz. Dans

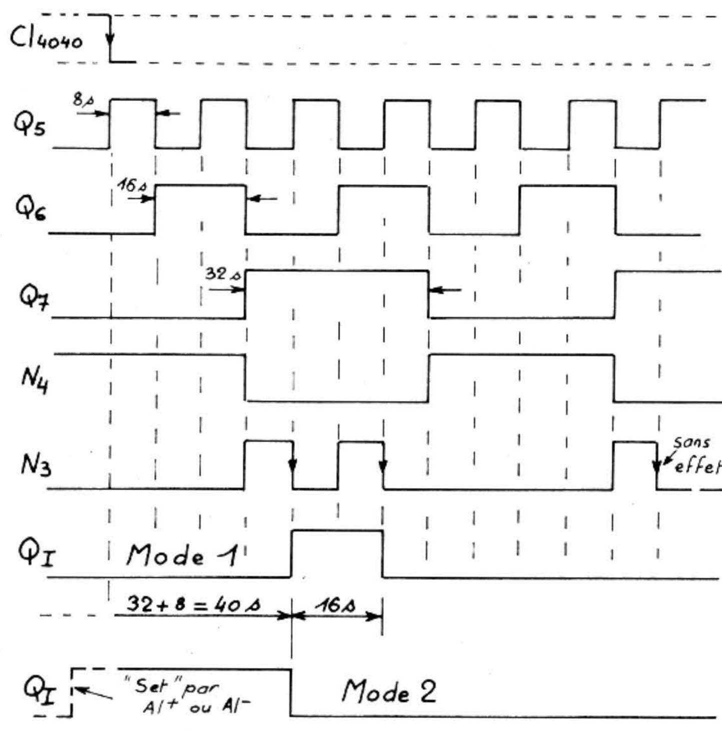


Fig. 3. – Diagramme des signaux « test automatique » avec $Q_n = Q_7$.

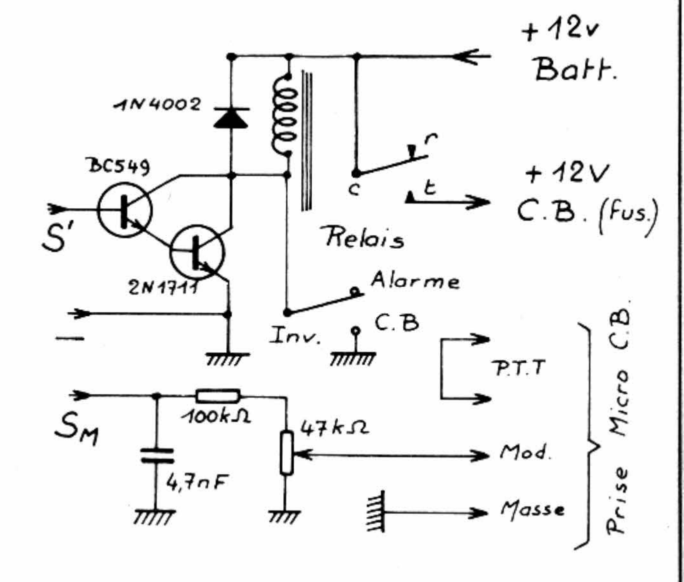


Fig. 4. – Adaptation de l'alarme à un poste C.B.

ces conditions la modulation en fréquence est assurée par la BA102 seule, le swing étant réglé par R_{30}. La bobine L_{QZ} est supprimée.

– Soit un quartz 27 MHz, partiel 3, ordinaire. Dans ce cas, il faut monter L_{QZ} pour avoir un swing et un calage corrects.

– Soit un quartz 13,5 MHz en fondamentale. Dans ce cas, pas de L_{QZ}, mais un condensateur ajustable en parallèle sur la varicap, pour calage correct de la fréquence. Le circuit imprimé est prévu pour les trois possibilités.

Le prototype fonctionne avec la première solution.

L'oscillation 27 MHz est transmise à T_6. Nous avons choisi pour cet étage un transistor V.MOS. La haute impédance d'entrée contribuant à donner une excellente séparation entre antenne et pilote, ce qui limite les glissements fâcheux de la fréquence de celui-ci. La puissance disponible en sortie de T_6 est de l'ordre de 300 à 500 mW. L'accord de L_2 est très flou.

La HF ainsi amplifiée est enfin envoyée vers l'étage final : un MRF475 de Motorola. Ce transistor, spécial pour cet usage permet d'obtenir une puissance de sortie de l'ordre de 2 W avec une consommation de 0,35 A.

La liaison à l'antenne se fait à travers un filtre d'harmoniques et d'adaptation d'impédance. La sortie est en 50 Ω. On y raccordera une antenne 27 MHz, par un coaxial de même impédance.

II. Le récepteur

1. Les circuits HF

Le schéma de la partie réception est donné en figure 6. Il s'agit d'un superhétérodyne 27 MHz, de très bonne sensibilité et de bonne sélectivité. Un étage d'entrée à FET, monté en gate commun permet une bonne isolation entre l'antenne et le circuit accordé suivant. L'entrée antenne étant apériodique, la longueur du fouet n'interviendra pas sur l'accord de ce circuit. Le gain de l'étage, sans être important est tout de même utile. La bobine 113CN, accordée sur 27 MHz envoie le signal capté vers l'entrée du changeur de fréquence : le SO42E. L'oscillateur de ce circuit oscille 455 kHz sous la fréquence reçue et provoque l'apparition en sortie 1 des battements différence à 455 kHz. Cette fréquence intermédiaire (FI) traverse un filtre de bande sélectif, est amplifiée par T_2 et atteint fi-

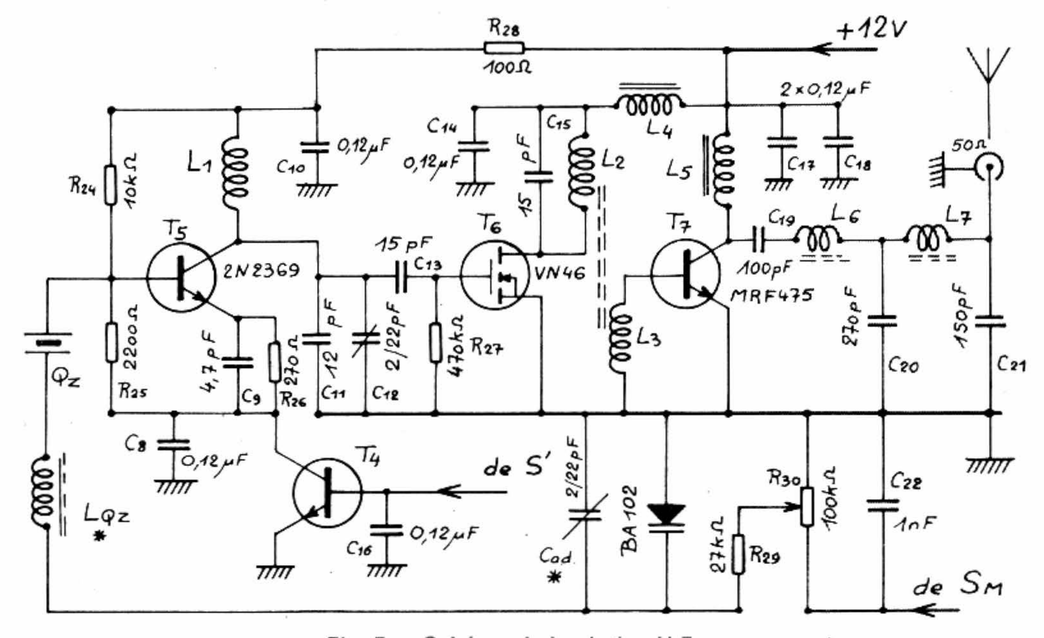


Fig. 5. – Schéma de la platine H.F.

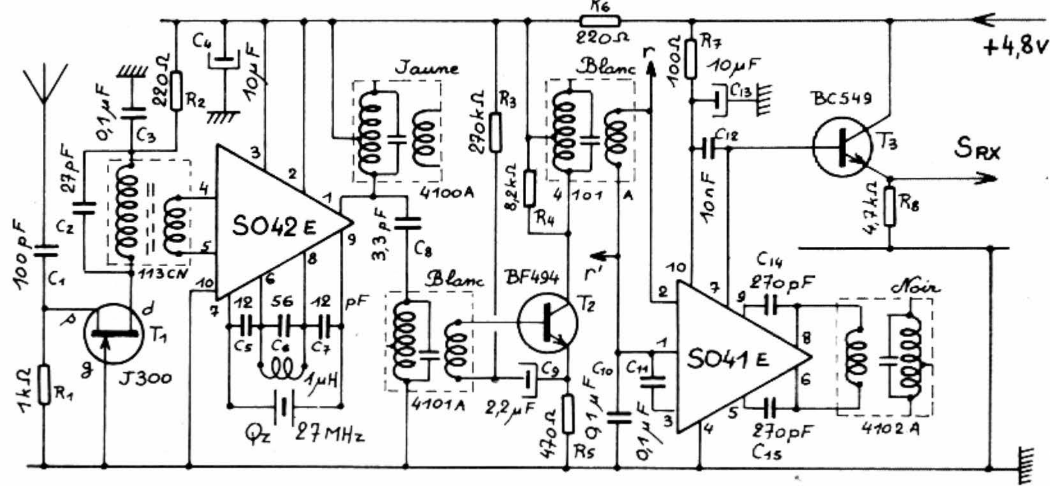
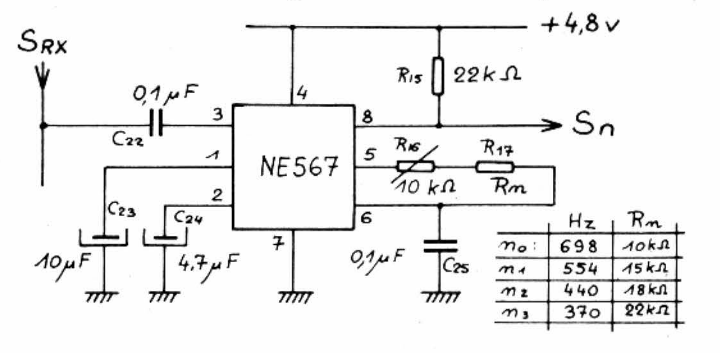


Fig. 6. – Schéma du récepteur 27 MHz - F.M.



	Hz	Rn
n0	698	10kΩ
n1	554	15kΩ
n2	440	18kΩ
n3	370	22kΩ

Fig. 7. – Schéma du sélecteur de notes (de 2 à 4 fois).

nalement le circuit SO41E de démodulation FM.

La BF est disponible sur la sortie 7. On la prélève à haute impédance à l'aide de T_3 monté en collecteur commun. Le niveau obtenu est de l'ordre de 500 mVcc, avec un swing de ± 1,5 kHz, à l'émission.

Ce type de récepteur, très utilisé en radiocommande est un classique du genre. Son fonctionnement est absolument irréprochable et sa réalisation très facile.

2. Les détecteurs de tonalité

Voir le schéma en figure 7.

Dans notre premier modèle de récepteur d'alarme, nous avions monté des filtres BF avec circuits RC et amplis OP. Certes le fonctionnement était bon, mais le NE567 que nous avons retenu ici fait encore beaucoup mieux !

Voyons les avantages de ce circuit intégré spécialisé :

– Tout d'abord, mise en œuvre facile, avec peu de composants périphériques.

– Ensuite fonctionnement avec un signal de faible amplitude, permettant de supprimer l'amplificateur entre sortie du récepteur et entrée de ce filtre.

– Bande passante ajustable.

– Extraction possible du signal utile dans un très fort niveau de bruit, ce qui permet un fonctionnement encore correct, avec une réception très faible, d'où finalement une augmentation nette de la portée finale de l'ensemble.

Ce dernier point est certainement le plus important.

Comment fonctionne le NE567 ?

C'est à la fois très simple, vu de l'extérieur et très compliqué, vu de l'intérieur. Restons dans le très simple. Le NE567 est une PLL c'est-à-dire une boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop). On y trouve donc un oscillateur interne fonctionnant en permanence et dont la fréquence f_0 est déterminée par les éléments R_f et C_f suivant la relation $f_0 = 1/R_fC_f$. Le signal est carré sur le picot 5 et triangulaire sur le 6.

Le signal à décoder est injecté sur l'entrée 3 du circuit et sa fréquence est comparée à celle de l'oscillateur interne. Si les deux fréquences sont très différentes, le circuit ne réagit pas et la sortie 8 reste au niveau 1 (ici + 4,8 V). Mais dès que la fréquence injectée s'approche de la fréquence interne, tombant dans le « domaine de capture » alors l'oscillateur interne se verrouille en phase sur le signal incident et la sortie passe à 0.

Ce domaine de capture (ou bande passante) est donné par la formule :

$$B_p = 1070 \sqrt{\frac{Ve}{f_0\, C_L}}$$

ou Ve est la tension d'entrée en volts efficaces, C_L la capacité au picot 2 et f_0 la fréquence de l'oscillateur interne.

Le condensateur C_F sur le picot 1 dont la valeur doit être au moins le double de C_2 élimine les parasites dus aux signaux hors bande passante.

La stabilité propre du NE567 est de ± 60 ppm/°C et de 0,5 %/V.

La sortie 8 peut laisser passer un courant de 100 mA max,, ce qui permet la commande directe d'un relais. Ici, on n'en demande pas tant, car la charge de 22 kΩ ne soutire que 0,25 mA environ.

Petit inconvénient de NE567 : sa consommation propre qui est de 6 mA environ sous 5 V. Si nous voulons détecter 4 notes, il nous faut 4 circuits NE567, soit 24 mA, à ajouter à la consommation des autres étages. On arrive ainsi à quelque 30 à 35 mA pour le récepteur complet. Comme la batterie prévue est de 500 mAh, cela confère au récepteur une autonomie de 500 : 35 = 14 à 15 heures. C'est parfaitement suffisant pour l'usage prévu. Par exemple pour une journée complète ou une soirée et une nuit complètes.

Mais nous avons dit que 4 notes permettaient 65536 combinaisons. C'est beaucoup et si vous trouvez même que c'est trop, alors il vous est parfaitement possible de n'employer que 3, voire même 2 notes. Fixons les idées.

– Avec 3 notes, le nombre de combinaisons est de 3^8 = 6561 combinaisons (de 00000000 à 22222222). La consommation devient :
10 + (3 × 6) = 28 mA
et l'autonomie :
500 : 28 = 18 heures.

– Avec 2 notes, le nombre de combinaisons est de 2^8 = 256 combinaisons. (de 00000000 à 11111111). La consommation tombe à :
10 + (2 × 6) = 22 mA
et l'autonomie passe à :
500 : 22 = presque 24 h !

Il ne faut pas oublier que dans ce dernier cas, on peut avoir plus de possibilités en montant les quatre notes à l'émission, mais en n'utilisant que deux sur ces quatre. On peut ainsi choisir n_0 et n_1, ou n_0 et n_2, ou n_0 et n_3, ou n_1 et n_2, ou n_1 et n_3, ou n_2 et n_3. Ce qui porte le nombre effectif de combinaisons de 256 à 6 fois 256 ou 1536 ! Ce n'est quand même pas mal et le plus souvent largement suffisant en un lieu donné.

N'oublions pas aussi qu'il est possible de choisir tel ou

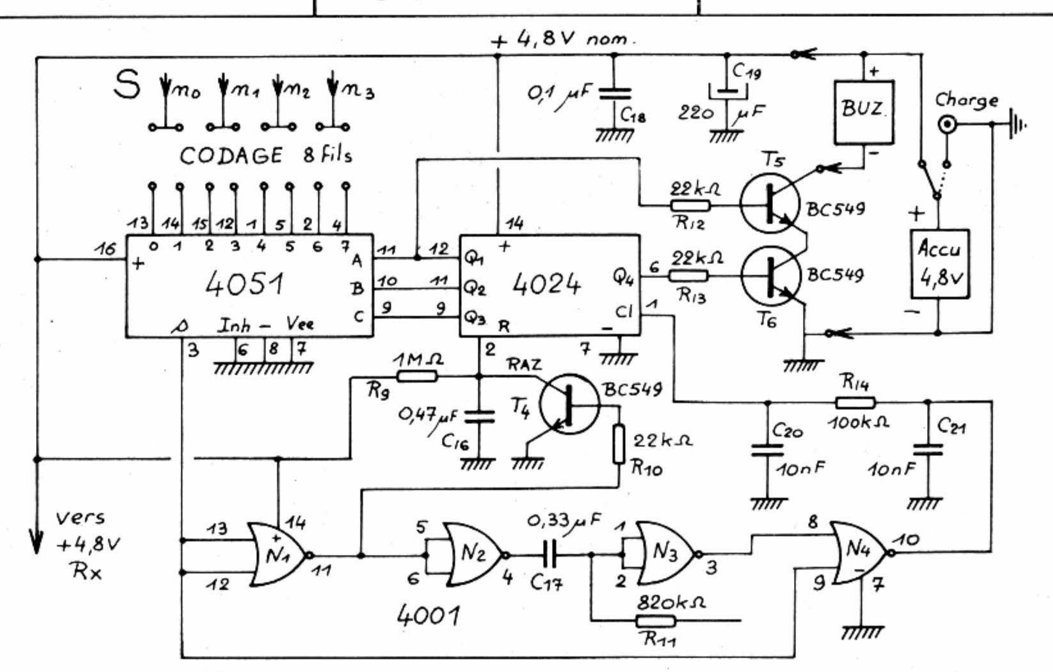


Fig. 8. – Schéma du décodeur.

tel des 20 canaux de la bande CB, ce qui multiplie encore le nombre d'installations pouvant fonctionner au même endroit. (20 × 1536 = 30720 ! !).

Terminons sur ce chapitre en notant que l'usage de deux notes réduit non seulement la consommation mais aussi le prix de revient de l'ensemble ainsi que la difficulté (toute relative) de la mise au point.

C'est donc finalement cette solution à 2 notes que nous vous conseillons d'adopter dans un premier temps. Il sera toujours possible, sur le CI prévu à cet effet de monter les étages supplémentaires, si vraiment le besoin s'en fait sentir.

3. Le décodeur

Les sorties Sn_0, Sn_1 et Sn_2, Sn_3 des NE567 arrivent sur la plaquette codée exactement comme celle de l'émetteur. Il faut en effet que les codes soient parfaitement égaux pour avoir le déclenchement de l'alarme. Les signaux des NE567 se présentent donc sur les 8 entrées du 4051 qui, selon la position qu'il occupe, exploitera telle ou telle sortie des NE567. Le signal parviendra alors sur le picot 3 du 4051.

En l'absence de réception, tous les NE567 sont à 1 et par conséquent s du 4051 aussi. La sortie de N_1 est à 0, d'où blocage de T_4 ce qui permet la charge de C_{16}, à travers R_9, d'où blocage à 0 du 4024. Ayant ainsi A = B = C = 0 c'est l'entrée 0 du 4051 qui est active. On a aussi $Q_1 = Q_4 = 0$ ce qui bloque les transistors T_5 et T_6 : le buzzer est silencieux.

Mais supposons maintenant l'émission de la séquence codée, par exemple 20103231. Cela donne le numéro des notes devant se présenter successivement aux entrées 0 à 7 du 4051. La première fois que Sn_2 bascule, comme elle est justement connectée à l'entrée 0, le basculement passe en s et est inversé par N_1. D'une part cela fait conduire T_4 qui décharge C_{16} et libère ainsi le 4024, mais d'autre part déclenche le pseudo-monostable construit avec N_2 et N_3. Ces portes délivrent un créneau de sortie dont la constante t_{uv} est normalement un peu inférieure à la durée de la note transmise (voir fig. 9). Les deux signaux sont comparés dans N_4 et la différence, convenablement filtrée sert de signal d'horloge pour le 4024 qui progresse ainsi d'une unité, juste à la fin de la première note. Le 4051 passe alors sur sa deuxième position en activant l'entrée 1, reliée par le codage à la note n_0. Si c'est bien cette deuxième note qui est transmise, le basculement du bon NE567 peut encore traverser le 4051 et faire à nouveau progresser le 4024 d'une unité en activant la troisième entrée. Et ainsi de suite jusqu'à la fin de la séquence si, à chaque fois c'est la bonne note qui se présente au bon moment. Puis le système va recycler de lui-même et procéder au décodage de la seconde séquence, et ainsi tant que dure l'émission.

La sortie Q_1 passe à 1 pendant la 2e, pendant la 4e, pendant la 6e et pendant la 8e note de la séquence, rendant à chaque fois T_5 conducteur. Par contre la sortie Q_4 ne passe à 1 que lors de la 2e séquence, puis de la 4e, etc. rendant alors T_6 conducteur. Pour que le buzzer se fasse entendre, il faut que les deux transistors conduisent en même temps. Ce ne sera que pendant la 2e note, la 4e, la 6e et la 8e note de la séquence n° 2, n° 4, n° 6... D'où 4 coups de buzzer par séquence, toutes les deux séquences. Cela donne une impression auditive tout à fait typique et bien caractéristique du signal d'alarme. On ne peut pas s'y tromper. Voir figure 10.

Supposons maintenant la réception d'une séquence erronée ou tronquée, comme cela se voit figure 9. Cinq notes ont bien été reçues et ont provoqué une progression normale du 4024. Mais la sixième note exacte n'est pas là ! ! Alors plus de basculement en sortie de N_1. Le transistor T_4 se bloque et C_{16} en profite pour se recharger et ramener le 4024 à 0. Le système attendant une séquence normale. Bien sûr, le buzzer n'a pas été actionné, Q_4 n'ayant pas basculé.

Si l'un des NE567 décode une note dont la durée est anormalement courte, où si un parasite bref quelconque parvient à franchir le 4051, alors N_2/N_3 basculent mais sont ramenées à 0 par la fin prématurée du signal de commande. La porte N_4 voyant sur ses deux entrées des signaux de même durée donne une différence nulle et aucun top ne sort de ce circuit. Pourtant il faut toujours se méfier avec les portes logiques des impulsions parasites fines, invisibles à l'oscillo, provenant des décalages dans les signaux, provoqués par les temps de propagation. C'est la raison d'être du filtre C_{20}, R_{14}, C_{21} qui supprime toutes ces impulsions parasites éventuelles et évite toute progression erratique du 4024.

Le décodeur ne comporte pas de réglage. Les seules conditions à assurer pour un bon fonctionnement sont :
– que la constante de temps R_9 C_{16} soit supérieure à la durée d'une note, mais inférieure à la durée de deux !
– que t_{uv} soit inférieur à la durée d'une note.

En principe, tout va bien avec les valeurs du schéma. Cependant, compte tenu de la dispersion des caractéristiques de certains circuits C. MOS, on se méfiera si le fonctionnement du décodeur n'était pas correct. Une retouche des valeurs serait alors nécessaire.

F. THOBOIS

(Suite et fin dans notre prochain numéro.)

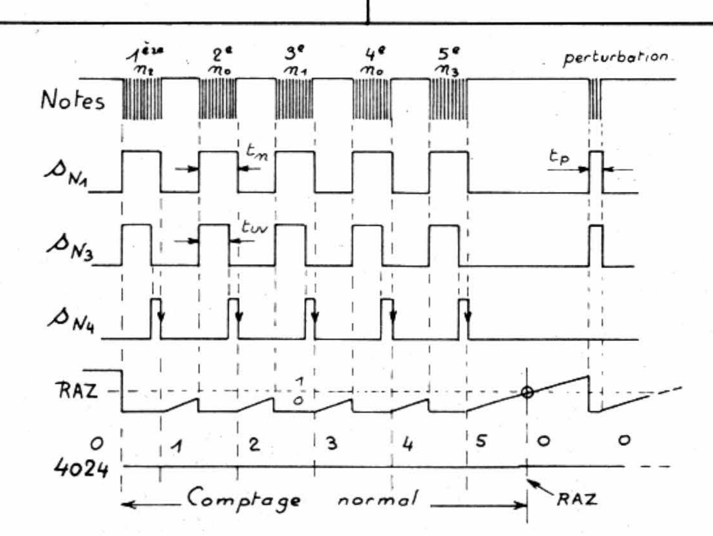


Fig. 9. – Signaux du décodeur.

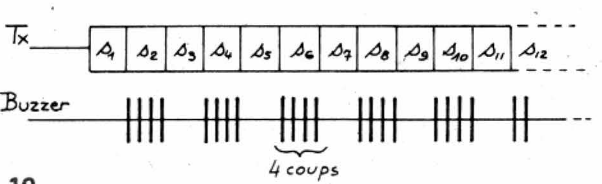


Fig. 10.

ADAPTATION

GAMMA-MATCH

On sait que l'adaptation du câble d'alimentation à une antenne convenablement conçue et taillée est la condition majeure à un rendement optimum et à un rapport d'ondes stationnaires proche de l'unité. Le système couramment appelé Gamma Match est, d'après nous, le plus intéressant en raison de sa simplicité et de la grande souplesse de mise au point. Il assure, par ailleurs, automatiquement le passage dissymétrique (du câble coaxial) à symétrique d'une antenne. Il trouve une application générale dans la mesure, toutefois, où l'impédance caractéristique de l'antenne est inférieure en son centre à celle du câble. Le seul problème pratique à résoudre est celui posé par la protection du condensateur-série représenté sur le schéma de la figure 1, qui, dans la pratique, doit être variable, au moins pendant la période d'essai et de réglage. La solution pratique, que nous relevons dans DL-QTC 7/80, est originale car elle fait appel à un brin de câble coaxial qui intervient à la fois comme conducteur et comme élément capacitif ajustable, les deux armatures étant constituées respectivement par l'âme et par la gaine, comme le montre la figure 2.

L'âme du câble d'alimentation est réunie à celle d'un brin de coaxial de longueur « a » et sa gaine, à l'autre extrémité, est réunie au fil rayonnant, tout en étant maintenue mécaniquement parallèle à celui-ci et à une distance « b ».

Tous les types de câbles courants peuvent convenir et, à défaut de caractéristiques, on peut admettre que tous les coaxiaux courants ont une capacitance de 100 pF par mètre (environ) et présentent un isolement supérieur ou égal à 1 500 V, mis à part les câbles à diélectrique mousse. Dans la pratique le brin de câble coupé à la longueur mentionnée plus loin est maintenu en quatre points :

1° A l'arrivée et à la jonction de l'âme avec celle du câble d'alimentation, la gaine n'étant pas connectée mais pincée sous un cavalier (fig. 3).

2° Près de l'extrémité par une barrette isolante ou une réglette en matière plastique, dont une extrémité est enfilée dans le radiateur et l'autre reçoit à une distance « b » le câble pincé par un cavalier.

3° A mi-longueur par un écarteur similaire au précédent.

4° A l'extrémité, enfin, par un court-circuit entre la gaine et le radiateur.

Les dimensions à respecter pour une antenne Quad à deux éléments (une, deux ou trois bandes) sont les suivantes :

- 14 MHz :
  a = 90 cm, b = 5 cm.
- 21 MHz :
  a = 70 cm, b = 4 cm.
- 28 MHz :
  a = 45 cm, b = 2,5 cm.

La gaine du câble d'alimentation est réunie au centre du fil du cadre rayonnant.

Un réglage fin peut être trouvé en modifiant peu ou prou l'espacement entre le gamma-match et le fil rayonnant.

Longueurs, espacements et capacité en série peuvent être déterminés dans un premier temps, par tâtonnement et mesures avec un système en gamma-match traditionnel dont on remplace les éléments par une longueur de câble coaxial de même dimension et de même capacité. Bien protégé par une couche de colle à ses deux extrémités, le système peut affronter sans défaillance, toutes les intempéries.

Robert PIAT
F3XY

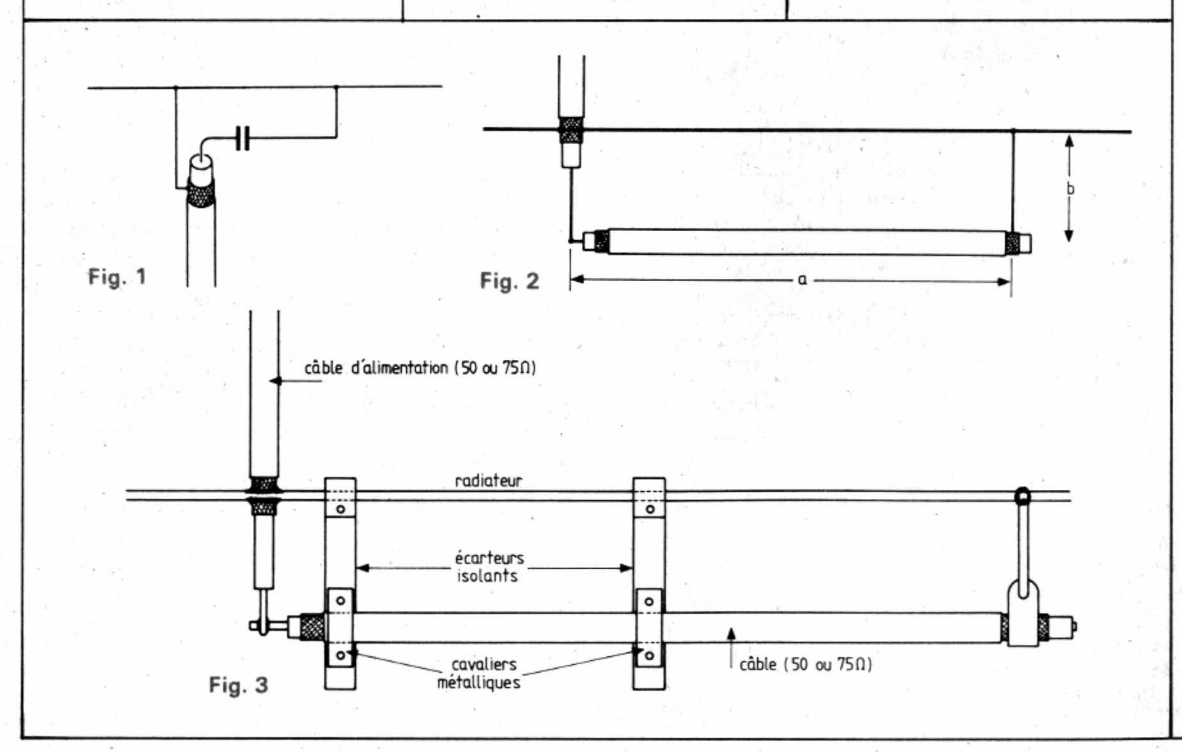


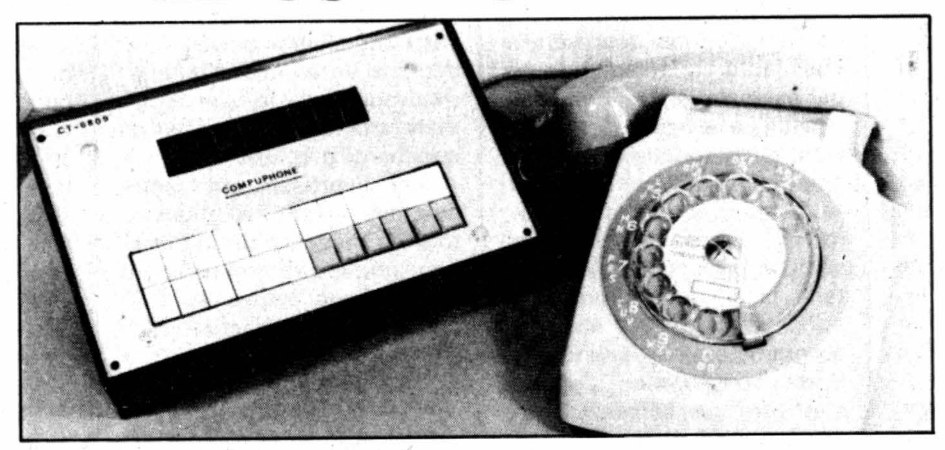
Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

Réalisez:

LE COMPUPHONE



il calcule le prix des communications et compose automatiquement 100 numéros mémorisés

DEPUIS quelques années déjà, l'électronique a fait son entrée dans le monde du téléphone mais il y a seulement fort peu de temps que le grand public en a pris conscience avec l'apparition sur le marché d'une profusion de téléphones aux possibilités inconnues jusqu'alors, de système de calcul de taxes, de dispositifs de numérotation automatique et de téléphones haute fréquence.

S'il est facile de parler de ces divers dispositifs, il est beaucoup plus délicat de proposer une réalisation réellement intéressante compte tenu de la relative complexité des tâches que peuvent avoir à accomplir de tels appareils. Bien sûr, des circuits spécialisés existent et commencent à voir le jour mais, pour l'instant, les débouchés de ces produits sont surtout industriels et l'amateur est contraint d'attendre patiemment que quelques uns tombent peu à peu dans le domaine dit « grand public ». Pour pallier cette carence, et pour satisfaire notre esprit d'électronicien nargué presque journellement par des appareils plus ou moins élaborés proposés même dans les supermarchés, nous avons décidé de nous attaquer à la question, avec les moyens du bord pour l'instant, compte tenu de ce que nous venons d'exposer ci-avant.

Nous vous proposons donc aujourd'hui la réalisation d'une « chose » que nous avons baptisée, faute de nom adéquat, compuphone (association de computer et téléphone). Ce montage sait calculer le prix de revient des communications téléphoniques, il sait également apprendre les numéros que vous utilisez souvent et peut vous les rappeler et les composer tout seul par appui sur une touche ; si votre correspondant est occupé, une autre pression sur une touche le rappellera à nouveau et, en fin, quand il ne fait pas de téléphonie, il indique l'heure.

Généralités

Pour réaliser toutes les fonctions décrites, et contrairement à ce que l'on pourrait penser au premier abord, nous n'avons utilisé que neuf circuits intégrés disponibles chez tous les revendeurs de composants dignes de ce nom. Comment une telle performance est-elle possible ? Tout simplement par l'emploi, à bon escient, d'un... microprocesseur. Rassurez-vous tout de suite, il n'est pas nécessaire d'être informaticien pour réaliser ce montage ; il suffit de savoir tenir un fer à souder ; nous allons même plus loin : c'est plus simple à réaliser qu'un ampli Hi-Fi ! Mais assez plaisanté, voyons un peu de quoi il retourne.

Notre idée de base a été la réalisation d'un compteur de taxes permettant de savoir le prix des communications et effectuant la totalisation de ces montants sur n'importe quelle période. Lorsque nous nous sommes penchés sur le principe des circonscriptions de taxe et sur les différentes règles de taxation, il nous est apparu comme évident qu'un tel montage était irréalisable en logique classique ; soit nous construisions une « usine à gaz », soit nous sacrifions des fonctions intéressantes. Un microprocesseur pouvait résoudre notre problème, mais, à ce moment là, ce dernier était sous employé, la tâche qu'il avait à accomplir étant ridicule compte tenu de ses possibilités. Nous avons donc pensé à lui adjoindre la fonction de mémorisation des numéros usuels et la possibilité de composer ceux-ci automatiquement. Cette idée était tout à fait logique car bien des organes étaient communs aux deux fonctions et ce parmi les composants les plus coûteux du montage, à savoir : le microprocesseur, les afficheurs et le clavier à touches. Le compuphone était né.

Ainsi que vous allez le constater lors de cette des-

cription, le microprocesseur ne sera pas bien encombrant, puisque, si vous suivez nos explications sur le fonctionnement du compuphone, vous pourrez le considérer comme un simple circuit logique très évolué. De plus, si seul le montage vous intéresse, vous pouvez laisser tomber la théorie, que pourtant nous avons faite très simple, et vous jeter sur les circuits imprimés.

Pour citer quelques possibilités de l'appareil sachez qu'il peut :

– Apprendre puis mémoriser 100 numéros de téléphone comportant jusqu'à 8 chiffres ; il fonctionne donc sans problème au sein d'un même pays (le 16 nécessaire pour la seconde tonalité étant mémorisé en permanence s'il est nécessaire et n'étant pas compté dans les 8 chiffres).

– Composer automatiquement le numéro mémorisé de votre choix en frappant simplement sur le clavier du compuphone le code de celui-ci.

– Recomposer le dernier numéro appelé en appuyant seulement sur une touche lorsque, par exemple, votre correspondant est occupé.

– Calculer le montant de la communication, quelle que soit la zone de taxation (en France uniquement, la taxation internationale étant trop difficile à maîtriser) et quelle que soit l'heure.

– Totaliser sur la période de votre choix le montant de vos communications pour vérifier vos factures téléphoniques par exemple.

– Indiquer l'heure lorsqu'aucune autre fonction n'est demandée.

– Conserver en mémoire, même en cas de coupures secteur prolongées, le montant total des communications et les 100 numéros programmés par vos soins. Cette conservation pouvant s'étendre sur plusieurs mois sans risque.

L'ensemble s'alimente sur le réseau EDF et ne demande aucune intervention à l'intérieur de votre téléphone pour son installation. Il est logé dans un coffret plastique TEKO type P4 encore que la taille, la forme et la matière du boîtier n'aient aucune influence sur le fonctionnement ; il suffit que l'électronique puisse y rentrer.

PTT et homologation

Comme l'immense majorité de ses confrères du commerce, et bien que conforme aux normes PTT relatives aux lignes d'abonnés, notre compuphone n'est pas homologué. En conséquence, il est bien évident que vous vous abstiendrez de le relier au réseau téléphonique public et que vous le réserverez à votre installation privée ou à des fins expérimentales, ainsi que vous devez le faire également pour les appareils du commerce précités.

Cet avertissement réglementaire étant vu, sachez tout de même, pour information, que le raccordement du compuphone au réseau PTT donne toute satisfaction...

Taxation et numérotation

La méthode de taxation employée par les PTT est dite à impulsions périodiques et est astucieuse en soi. Selon la distance de votre appel et l'heure de celui-ci, une circuiterie appropriée envoie vers votre compteur de taxes des impulsions plus ou moins espacées. Chaque impulsion incrémente celui-ci d'une unité et une unité correspond à la taxe de base en vigueur. Malheureusement, l'abonné moyen n'a généralement pas à sa disposition ces impulsions qui, sauf conditions spéciales, ne sont pas transmises sur les lignes d'abonnés. Il nous est donc impossible de faire appel à celles-ci pour réaliser le compteur de taxe idéal. Malgré la présence d'un circuit intelligent dans le compuphone, il va vous falloir travailler pour faire fonctionner le calculateur de taxes puisqu'il faudra lui indiquer la distance de votre appel, l'heure de celui-ci, le début et la fin. Souhaitons que dans un proche avenir le retour de taxe, c'est-à-dire les fameuses impulsions sus-nommées, soit réalisé chez tous les abonnés, cela permettrait alors une comptabilisation très simple du coût des communications sans aucune intervention manuelle.

Pour ce qui est du principe de la numérotation, et si vous avez déjà démonté un téléphone bien que vous n'en ayez pas le droit, vous avez pu constater que, pendant la phase de numérotation, c'est-à-dire pendant que vous manœuvrez le cadran, la circuiterie visible figure 1 était mise en action. Un contact, situé dans le mécanisme du cadran, déconnecte le combiné de la ligne pour éviter tout bruit désagréable pendant la numérotation. Numérotation qui consiste tout simplement en des coupures de lignes successives réalisées par deux autres contacts du mécanisme du cadran. Ces coupures ont une durée déterminée et sont en nombre égal au chiffre choisi sur le cadran (1 pour le 1 jusqu'à 10 pour le 0). Si nous

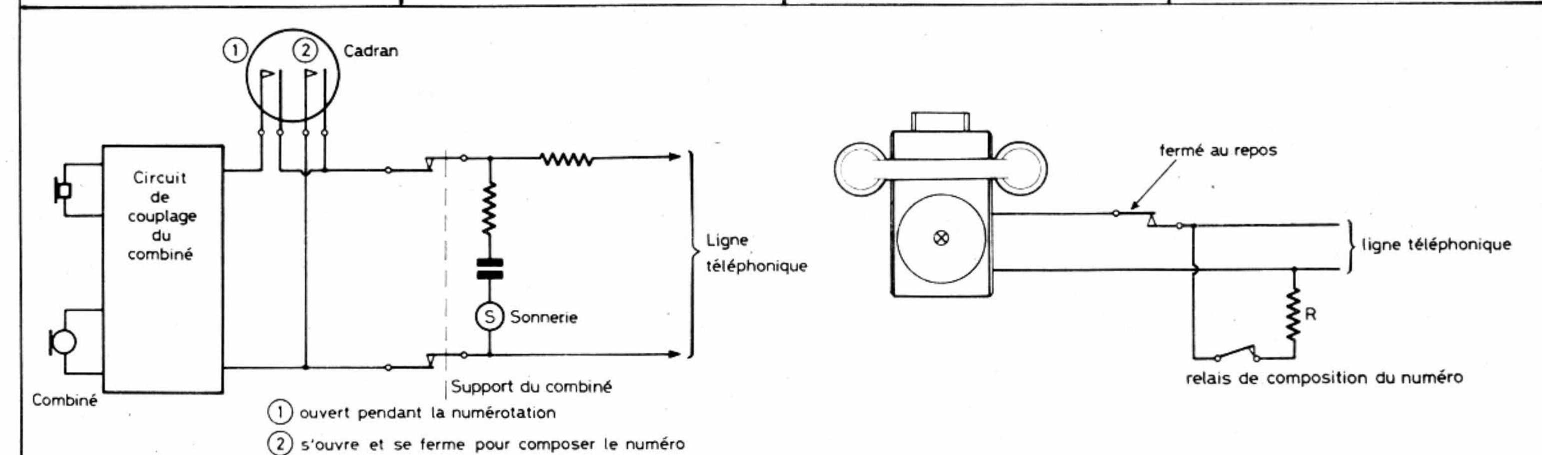


Fig. 1. – Synoptique simplifié d'un poste téléphonique permettant de comprendre le principe de la numérotation.

Fig. 2. – Raccordement de notre appareil directement sur la ligne téléphonique au moyen de deux relais.

ne voulons pas modifier l'intérieur du téléphone pour brancher notre appareil, il nous suffit de nous brancher en amont de celui-ci (au niveau de la prise murale par exemple) et, comme le montre la figure 2 de faire appel à deux relais, un qui coupe la liaison ligne-téléphone pendant la numérotation, l'autre qui se charge des ouvertures de ligne pour effectuer la numérotation. Le choix de relais plutôt que de transistors ou de thyristors a été dicté par notre volonté d'isoler totalement notre appareil de la ligne téléphonique afin d'éviter tout problème de couplage par la terre ou par le réseau EDF assurant ainsi une sécurité de fonctionnement total.

Synoptique général

Ces quelques précisions étant vues, nous allons étudier le synoptique général de notre montage, présenté figure 3. La partie alimentation mérite qu'on s'y arrête car elle a une importance non négligeable. C'est en effet grâce à elle que la mémoire des numéros que peut composer le montage sera conservée, même en cas de coupure secteur. Des batteries cadmium nickel y sont donc prévues ainsi qu'un dispositif de maintien en charge automatique. Par ailleurs, une circuiterie adéquate fournit à la partie microprocesseur trois informations :

– Disparition du secteur.
– Disparition du secteur temporisé.
– Horloge à 100 Hz utilisée comme référence de temps pour les calculs de taxe et la composition des numéros.

Nous voyons ensuite sur ce synoptique la partie microprocesseur qui comprend quatre sous-ensembles : une mémoire ROM, c'est-à-dire une mémoire programmée une fois pour toutes et qui contient le programme qu'exécute le microprocesseur pour faire fonctionner le montage ; une mémoire RAM, c'est-à-dire une mémoire accessible en lecture et écriture à tout instant et dans laquelle sont emmagasinées les données temporaires propres à la fonction en cours d'accomplissement, mais aussi les numéros de téléphone que vous aurez programmés dans l'appareil ; le microprocesseur proprement dit et un circuit d'interface parallèle chargé de faire la liaison entre le microprocesseur et l'ensemble clavier-affichage. Cet ensemble remplace à lui seul une centaine de boîtiers logiques TTL classiques réalisant les mêmes fonctions.

Enfin, la dernière partie de notre montage est constituée par les deux sous-ensembles clavier et affichage ; le montage dispose en effet d'un clavier à 24 touches et d'un affichage à 8 chiffres du type 7 segments.

Nous allons maintenant étudier, puis réaliser chaque sous-ensemble de ce montage car, ainsi que vous allez le constater, notre montage est très modulaire et chaque sous-ensemble vu ci-avant occupe un circuit imprimé. De plus, nous allons adopter un ordre de réalisation qui permet une mise sous tension et des essais étape par étape, garantissant au maximum les chances de succés.

L'alimentation

Il est logique de commencer la réalisation par ce module puisqu'il est indispensable pour essayer le reste d'une part et que, d'autre part, il prend place dans le fond du boîtier et sert de support au module microprocesseur.

Le schéma complet de cette partie est représenté figure 4 et son apparente complexité ne doit pas vous effrayer. Nous avons tout d'abord, sur la gauche du schéma, un transformateur qui à partir du 220 V délivre 9 V. Cette tension est redressée mais non filtrée tout de suite ; le chimique de filtrage étant isolé du pont par une diode ; elle est appliquée à trois ponts diviseurs à résistances qui la ramènent dans la plage 0 à 5 V afin de pouvoir attaquer sans dommage les circuits logiques. Le fait que le chimique de filtrage ne soit pas connecté directement en sortie du pont de redressement permet, lorsque le secteur disparait, de conserver un court instant l'alimentation du montage,

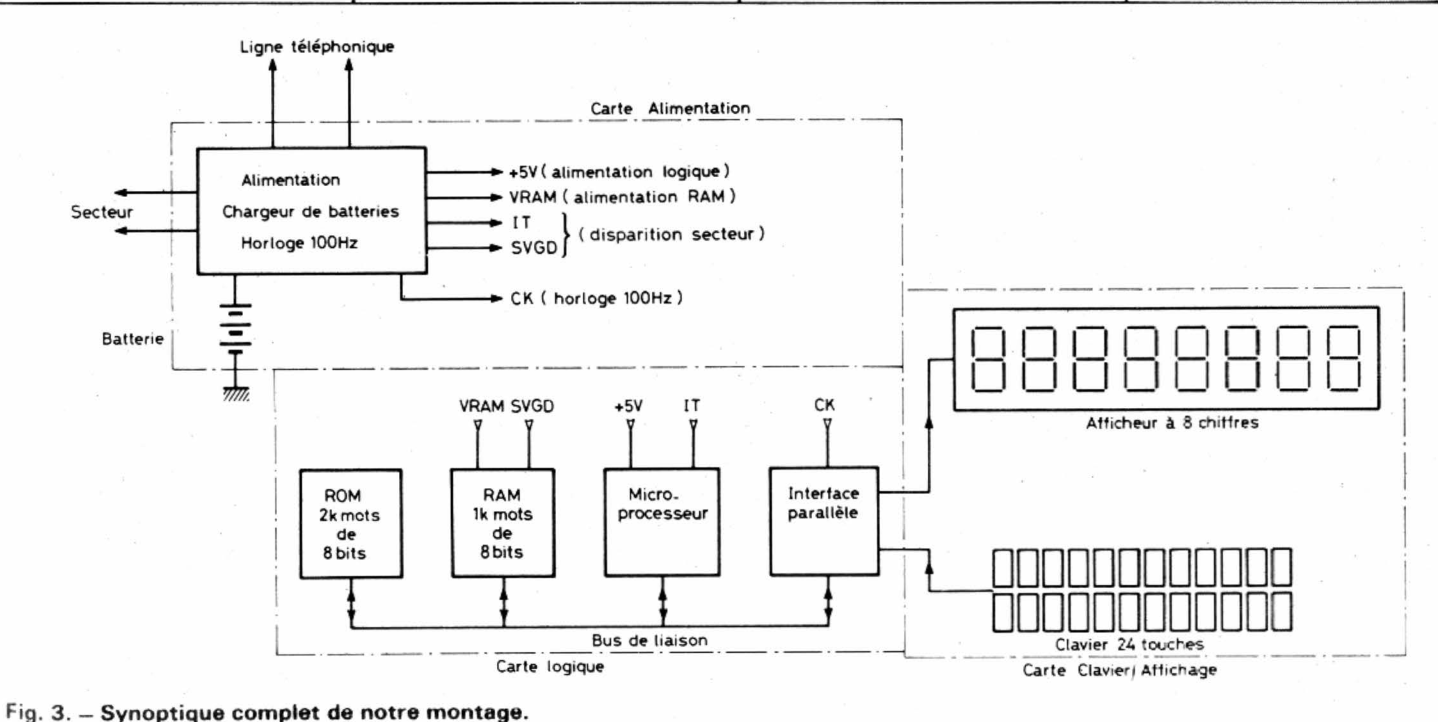


Fig. 3. – **Synoptique complet de notre montage.**

tandis qu'en sortie du pont redresseur et, donc, en sortie de nos diviseurs à résistances l'absence de secteur se manifeste immédiatement. Cela permet d'informer le microprocesseur que le secteur a disparu alors qu'il est encore alimenté, de façon à ce qu'il puisse prendre les mesures qui s'imposent. Il dispose de très peu de temps pour cela puisque sa seule alimentation dans ce cas, est constituée par la charge du condensateur de 2 200 µF ; c'est cependant suffisant, comme nous le verrons.

Revenons à nos diviseurs à résistances : l'un d'entre eux ne dispose d'aucun condensateur de filtrage et attaque un inverseur à trigger de Schmitt réalisé avec un circuit logique C-MOS. Si l'on regarde la figure 5, on constate que, compte tenu de la forme des signaux en sortie du pont redresseur, la sortie du circuit C-MOS est une horloge à 100 Hz ; elle est envoyée vers la carte microprocesseur pour y servir de référence de temps.

Les deux autres diviseurs à résistances disposent d'un condensateur de filtrage, d'inégale valeur, dont le rôle est de temporiser juste comme il faut la disparition du secteur pour envoyer l'information en divers points de la carte microprocesseur. En effet, en cas de coupure secteur, il faut en premier lieu informer le microprocesseur de cette coupure afin qu'il puisse très rapidement mettre en mémoire les informations en cours, il faut ensuite bloquer la mémoire RAM d'une certaine façon afin que, pendant l'absence de secteur, son contenu ne puisse être modifié, même si le secteur ne se coupe pas franchement et ne revient pas franchement (cas des périodes d'orage par exemple). Ce rôle est donc confié à ces ponts diviseurs temporisés, suivis eux aussi de triggers de Schmitt C-MOS afin de fournir à la logique des signaux à flancs raides et non des morceaux de sinusoïdes.

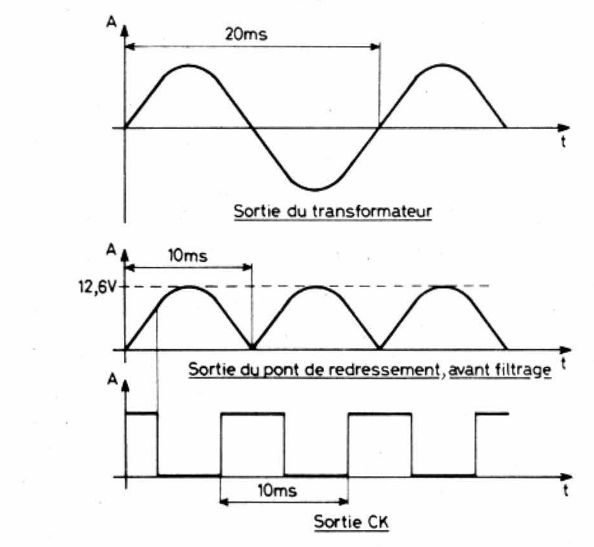


Fig. 5. – Oscillogrammes de la circuiterie d'horloge.

La sortie du pont de redressement alimente aussi, via une diode et une résistance, une petite batterie, constituée de 4 éléments 1,2 V au cadmium nickel (les éléments ayant la taille des piles type R_6, c'est-à-dire les plus petits, conviennent très largement). Cette batterie est ainsi en charge permanente ; de plus, lorsque le secteur disparait, elle fournit sa tension sur une ligne baptisée VRAM et qui, comme nous le verrons lors de l'étude de la logique, alimente uniquement la RAM du montage. Comme cette RAM est un circuit C-MOS qui consomme 30 µA au repos, vous constatez qu'une batterie de 400 mA heure peut maintenir l'alimentation de la RAM pendant 13 000 heures soit à peu près 540 jours.

La diode Zener de 5,1 V peut sembler étrange au sortir d'une batterie de 4 éléments 1,2 V ; il faut cependant savoir qu'une batterie

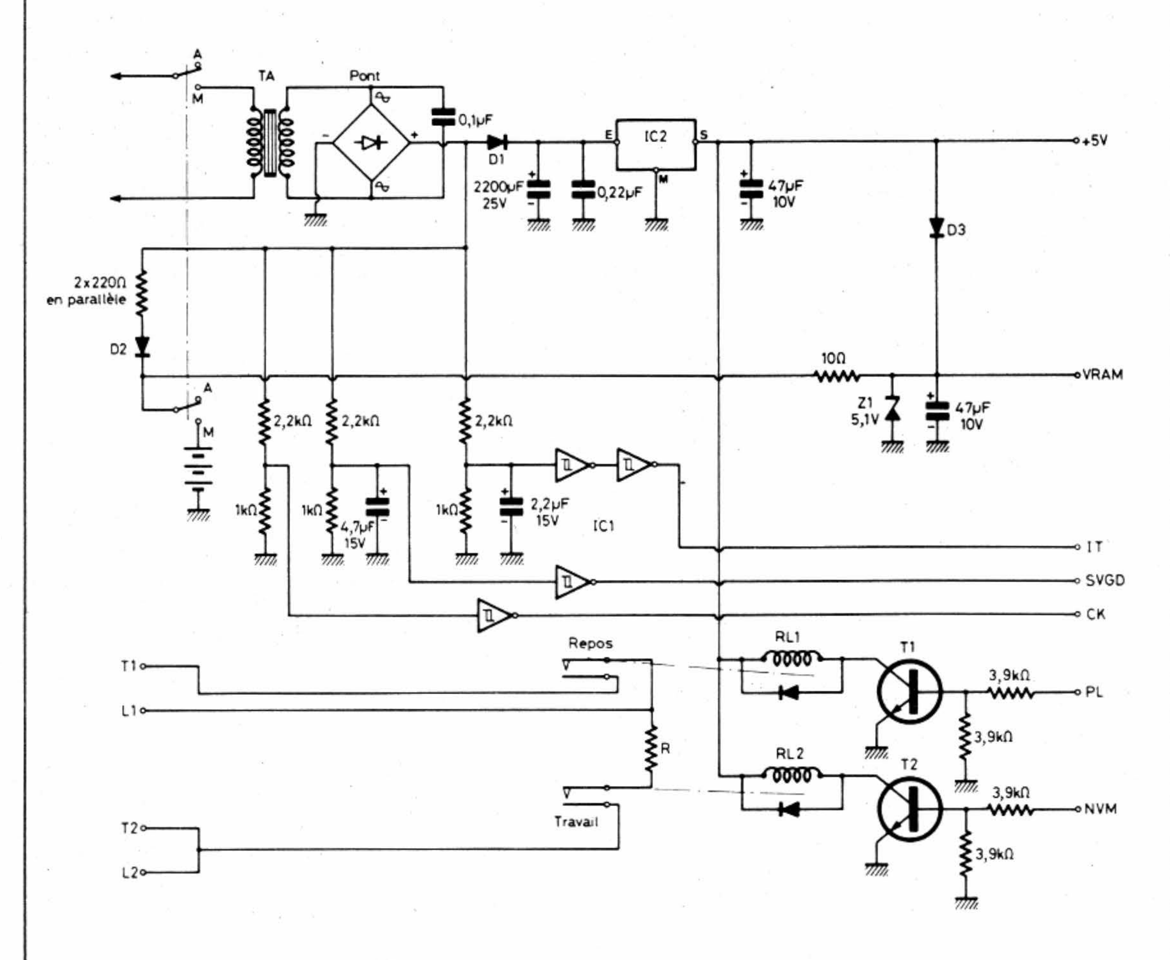


Fig. 4. – Schéma du circuit d'alimentation.

bien chargée délivre un peu plus que sa tension nominale ; la Zener protège donc la RAM dans ce cas. Par ailleurs, la diode reliant le + 5 V à cette ligne VRAM évite que, pendant que le secteur est présent, ce soit toujours la batterie qui alimente la RAM.

Derrière le chimique de filtrage de 2 200 μF, se trouve un classique régulateur intégré 5 V qui alimente toute la logique et les afficheurs 7 segments.

Enfin, pour en terminer avec ce module, nous y avons placé les deux transistors qui commandent les relais de liaison avec la ligne téléphonique. Ces deux transistors sont commandés par des signaux issus du circuit d'interface parallèle dont dispose la carte microprocesseur. Le relais marqué repos est un modèle dont les contacts sont normalement fermés au repos ; il assure la liaison entre le téléphone et la ligne lorsque l'appareil est en veille ; lorsque l'appareil numérote, ce relais colle, ce qui coupe la liaison entre le téléphone et la ligne, et l'autre relais colle et décolle à la bonne vitesse réalisant ainsi la numérotation. La résistance R permet, lorsque le téléphone est déconnecté de la ligne, de conserver une charge suffisante sur celle-ci pour que le central ne détecte rien d'anormal.

Réalisation

L'ensemble des composants de la figure 4, batteries, transformateur et relais compris, tient sur un seul circuit imprimé simple face dont la taille a été calculée pour entrer dans un boîtier TEKO type P/4. Les composants sont très au large sur ce circuit imprimé car, comme nous l'avons expliqué, il sert de support à la carte microprocesseur.

La nomenclature des composants utilisés est indiquée en figure 7 et appelle quelques commentaires. Le transformateur sera choisi aussi petit que possible, ses caractéristiques ne sont pas critiques ; il suffit qu'il délivre 9 V sous 600 mA ou plus. Les batteries seront de la taille des piles type R_6 ; on les trouve sans difficulté, même dans les supermarchés. Il est pratique de vous munir d'un petit coupleur de piles en plastique tel celui visible sur les photos, pour faciliter le montage des batteries. Pour des raisons d'encombrement en hauteur, de consommation et de vitesse de commutation, nous avons choisi des relais en boîtier DIL (boîtier de circuit intégré). Cela ne devrait pas vous poser de problème, ces produits étant maintenant assez répandus ; comme les références sont très variables d'un fabricant à un autre, nous avons indiqué les caractéristiques à respecter ce qui devrait guider votre choix si votre revendeur a un doute. Si vous n'avez pas les mêmes modèles que nous, faites vous préciser le brochage et modifiez si nécessaire le circuit imprimé en conséquence.

Le circuit C-MOS trigger de Schmidt peut vous causer quelques soucis côté approvisionnement ; insistez auprès de votre revendeur habituel de C-MOS pour qu'il vous le commande c'est un produit disponible, d'un prix très bas et qui n'a aucun équivalent exact. En attendant que vous en ayez un entre les mains, vous pouvez le remplacer par un 7414 (série TTL classique) ou mieux par un 74LS14 (série TTL LS), cela fonctionnera de la même façon, les

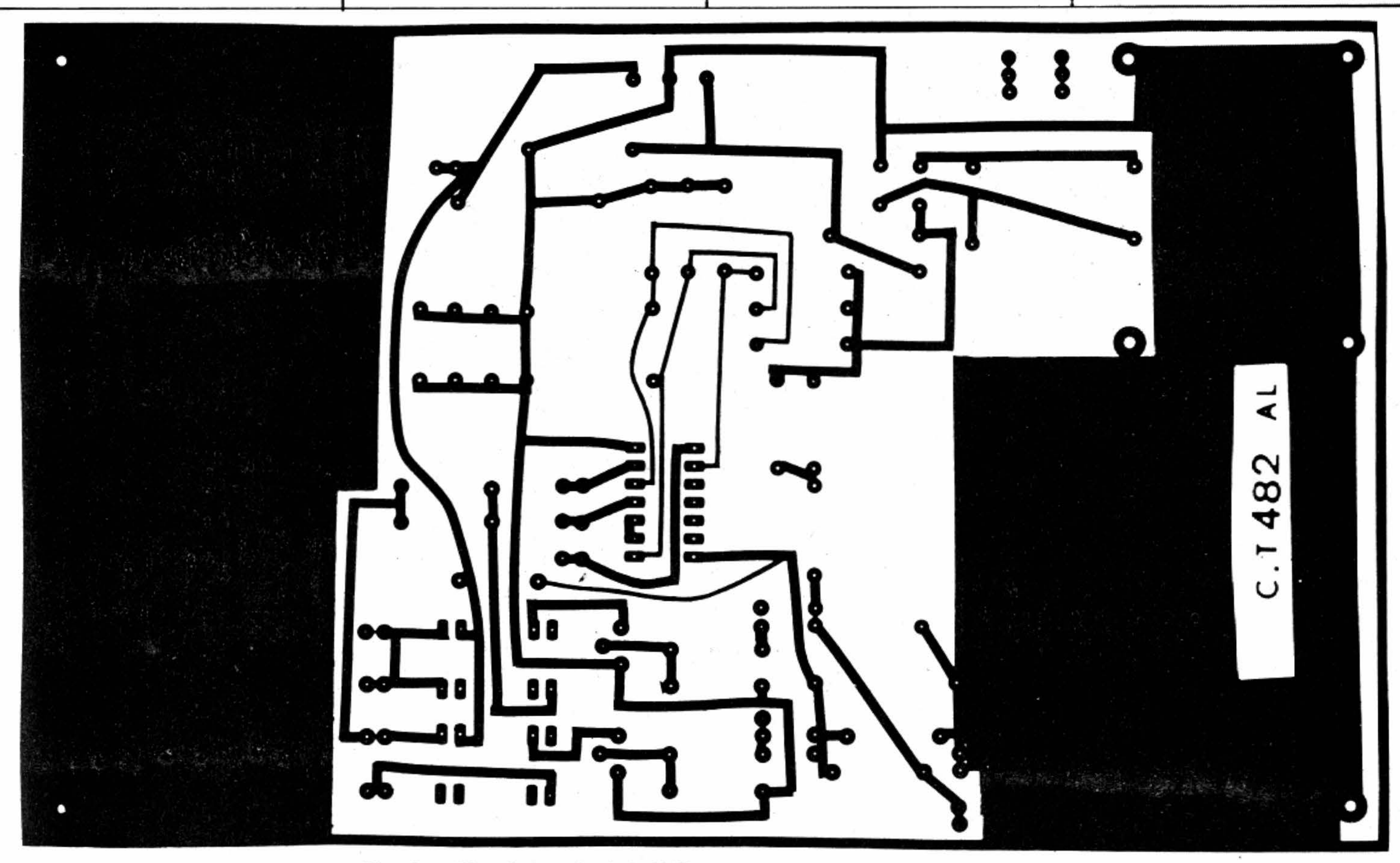


Fig. 6. – Circuit imprimé de l'alimentation, vu côté cuivre, échelle 1.

brochages sont identiques mais, car il y a un mais, plus question que les batteries durent 540 jours car ce circuit à lui seul consomme 300 fois plus que la mémoire RAM ! Il faudra donc bien un MC 14584 dans la version définitive de votre montage.

Le tracé du circuit imprimé vous est indiqué à l'échelle 1 figure 6 et ne présente pas de difficultés ; il peut être réalisé par méthode photo, avec des transferts ou même avec un feutre à circuits imprimés. Les grandes zones noires ne servent à rien électroniquement parlant mais permettent d'économiser sur le perchlorure de fer en ne lui faisant pas graver inutilement de grandes surfaces de cuivre.

Repères	Types et équivalents	Remarques
TA	Transfo 220 V – 9 V 0,6 ampère ou plus	
PT	Pont 1 A 50 V ou plus	
D_1, D_2, D_3	1N4001, 1N4002	
Z_1	BZY88C 5 V1, BZX83C 5 V1...	Zener 5,1 V 0,4 W
IC_1	MC 14584, CD4584	Voir texte
IC_2	μA 7805, MC 7805, LM 340 T_5	Régulateur 5 V 1 A
T_1, T_2	BC 107, BC 547, 2N2219, 2N2222A	
RL_1	Relais REED 5 V 1 contact repos	CELDUC D31B31
RL_2	Relais REED 5 V 1 contact travail	CELDUC D31A31
Résistances	Carbone 5 % 1/4 ou 1/2 W, sauf 10 Ω et 220 Ω 1/2 W impérativement	
Condensateurs	Plastique ou chimique selon valeur	
Supports	3 supports de CI 14 pattes si nécessaire	
Batteries	4 éléments 1,2 V type R_6, 400 mA/heure	Voir texte

Fig. 7. – Nomenclature des composants du module alimentation.

Lorsque vous avez le circuit entre les mains, vous pouvez passer à l'implantation des composants en suivant la figure 8. Vous utiliserez l'ordre classique, composants passifs puis composants actifs. Si vous avez peur ou si vous n'avez pas de MC 14584 lors de la réalisation, montez un support pour ce circuit. De même, nous en avons mis pour les relais en boîtier DIL mais ce n'est pas une obligation. Le régulateur du 5 V doit être monté sur un radiateur. Celui-ci peut être un « vrai » comme celui visible sur nos photos, ou un simple morceau d'aluminium de 10/10 de mm et de 50 cm² de surface environ.

Même si vous mettez la batterie en place, ne la branchez pas pour l'instant, elle se déchargerait en alimentant le circuit intégré. Vérifiez soi-

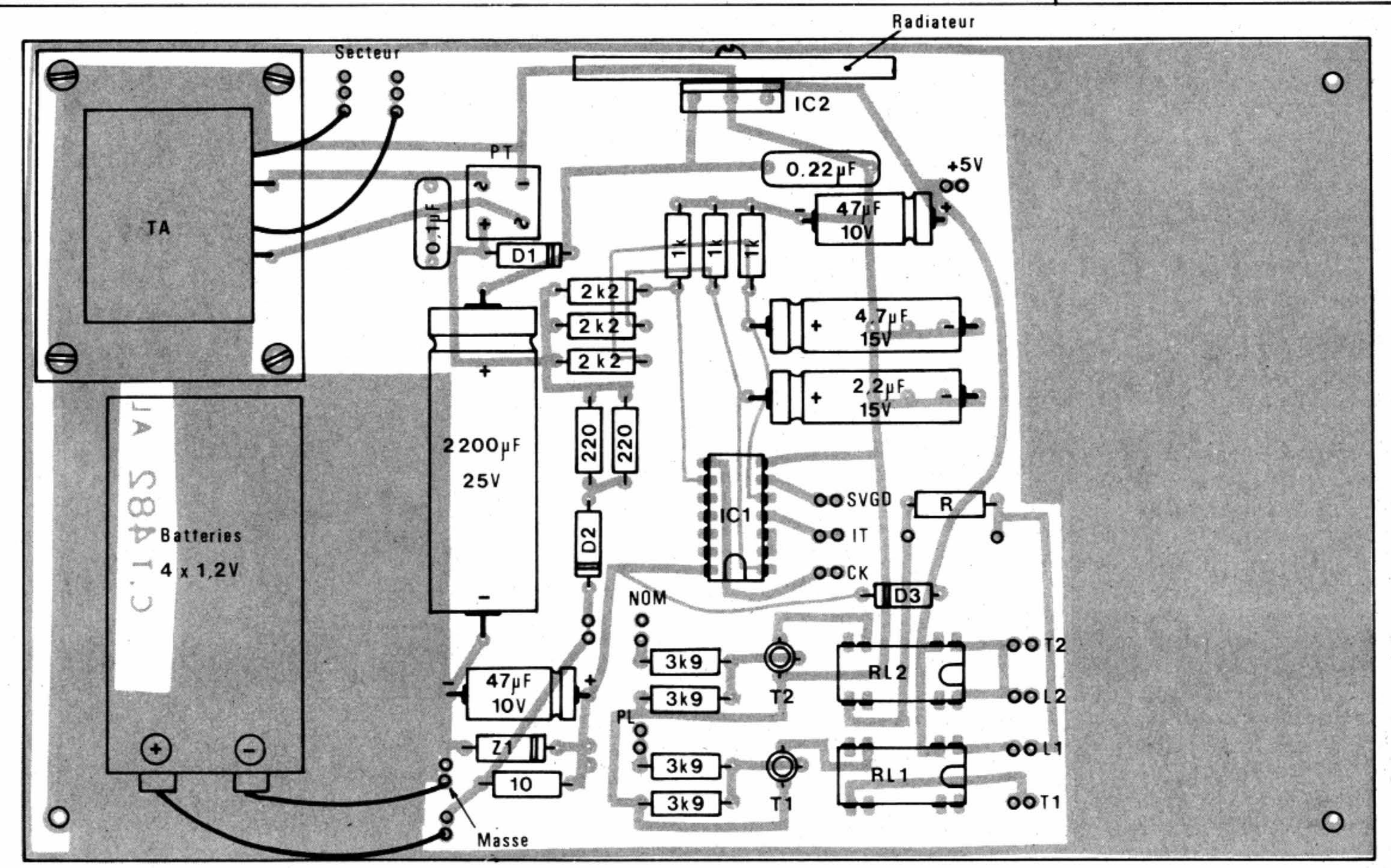


Fig. 8. – Implantation des composants sur le module alimentation.

gneusement votre câblage, munissez-vous d'un contrôleur universel quelconque et passez aux essais.

Mettez le montage sous tension et vérifiez que vous avez bien 5 V + ou − 5 % sur la sortie 5 V. Vérifiez aussi que vous avez une tension inférieure à 0,8 V sur la sortie SVGD et une tension supérieure à 2 V sur la sortie IT. Vérifiez qu'il y a à peu près 4,3 V sur la sortie VRAM. Branchez la batterie dans le bon sens et, si elle est déjà chargée, observez une légère élévation de la tension en VRAM ; dans le cas contraire, vous pouvez laisser le montage sous tension plusieurs heures afin de charger la batterie. Lorsque c'est fait, débranchez le secteur pour constater que vous avez à peu près 4,5 à 5,1 V sur VRAM, moins de 0,8 V sur IT et plus de 2 V sur SVGD.

Branchez à nouveau le secteur et vérifiez que vous avez à peu près 2 V sur CK ; si vous disposez d'un oscilloscope, mais ce n'est aucunement indispensable, vérifiez que vous avez sur CK des impulsions à fréquence de répétition de 100 Hz (10 ms entre deux impulsions). Placez votre contrôleur en Ohmmètre entre L_1 et T_1 et vérifiez que vous avez bien un court-circuit. Reliez alors le point PL au + 5 V par un morceau de fil et constatez que vous avez alors un circuit ouvert, sinon le transistor ou le relais correspondant ne fonctionne pas. Faites de même entre L_1 et L_2 ; au repos vous devez lire un circuit ouvert et lorsque vous reliez le point NUM au + 5 V par un fil, vous devez voir la valeur de la résistance R sinon c'est ce deuxième transistor ou son relais qui ne va pas.

Une erreur ou un mauvais fonctionnement à ce niveau ne peut être dû qu'à un composant défectueux ou à une erreur de câblage ; la simplicité de cette partie du montage doit vous permettre de déterminer rapidement de qui il s'agit si vous êtes dans ce cas. Autrement, vous pouvez passer au deuxième épisode...

L'ensemble clavier-affichage

Pourquoi présenter le clavier et l'affichage comme un tout indissociable ? Pour deux raisons : la première étant la logique de la chose puisque ces deux sous-ensembles sont les parties qui permettent le dialogue avec l'utilisateur de l'appareil, mais aussi, et surtout, parce que, grâce au microprocesseur, nous avons pu simplifier le câblage de cette partie en imbriquant une partie du clavier dans la circuiterie d'affichage.

Ainsi que nous l'avons indiqué ci-avant, notre montage dispose de 8 afficheurs, 7 segments puisqu'il faut pouvoir visualiser les numéros de téléphone programmés et que ceux-ci, indicatif départemental compris, peuvent comporter jusqu'à 8 chiffres. Un tel module d'affichage, en câblage conventionnel, comporterait 64 fils de liaison avec la logique (8 fils par afficheur), nous avons donc fait appel à la technique du multiplexage. De plus, il nous fallait un clavier 24 touches ce qui, en câblage conventionnel toujours, aurait demandé 25 fils de liaison avec la logique (1 commun et 1 fil par touche), nous avons donc fait appel à la technique du clavier en matrice et, pour réduire encore le câblage, nous avons combiné celui-ci avec celui des afficheurs. La figure 9 vous présente un schéma simplifié de cette partie que nous allons utiliser pour vous en expliquer le fonctionnement.

A l'instant t = 0, le microprocesseur présente, sur les lignes a, b, c, d, e, f, g le code correspondant au chiffre à visualiser sur l'afficheur numéro 0. Simultanément, il fait passer à l'état haut la ligne BO alimentant ainsi cet afficheur qui s'allume tant que cet état est maintenu. A l'instant t = 1, le microprocesseur fournit le code qui correspond au chiffre numéro 1 et fait passer B_1 à l'état haut. Dans ces conditions, l'afficheur 1 s'allume et ainsi de suite. Sous réserve que la succession des codes soit assez rapide, la persistance des impressions rétiniennes nous donne l'illusion que tous les chiffres sont illuminés simultanément. Cette technique d'affichage s'appelle l'affichage multiplexé.

Pour ce qui est du clavier, le fonctionnement est tout aussi simple à comprendre. Lorsqu'aucune touche n'est appuyée, les lignes A_0 à A_3 sont à un niveau logique bas en raison des résistances de rappel vers la masse qui y sont reliées. Si l'on actionne une touche, il ne va rien se passer tant que la ligne B_x correspondant à la touche appuyée sera à l'état bas, par contre, quand cette ligne va monter au niveau haut pour faire allumer l'afficheur cor-

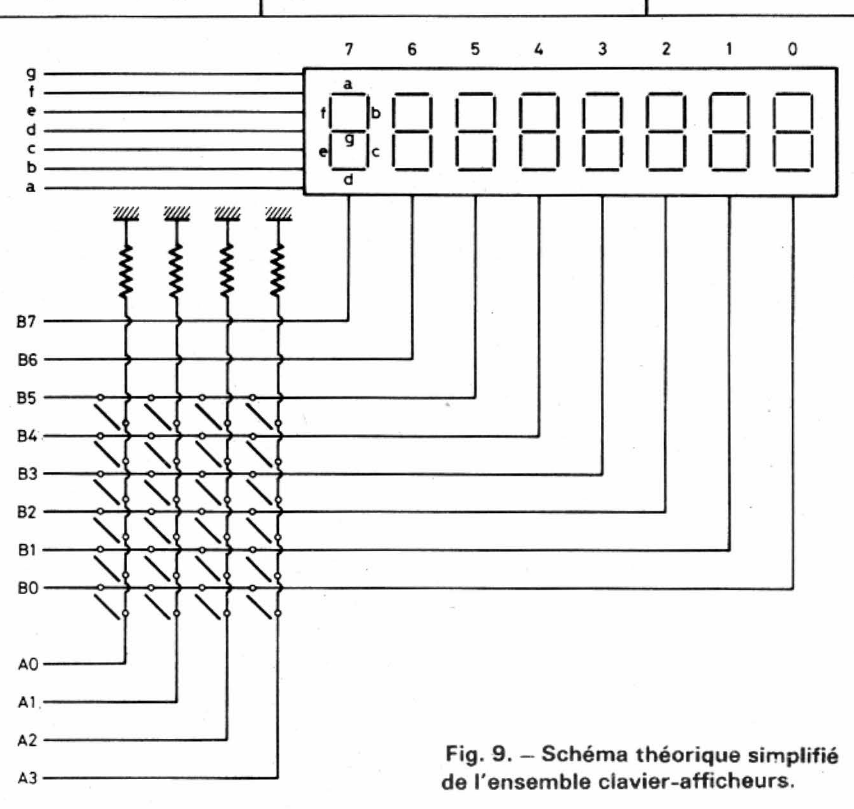


Fig. 9. – Schéma théorique simplifié de l'ensemble clavier-afficheurs.

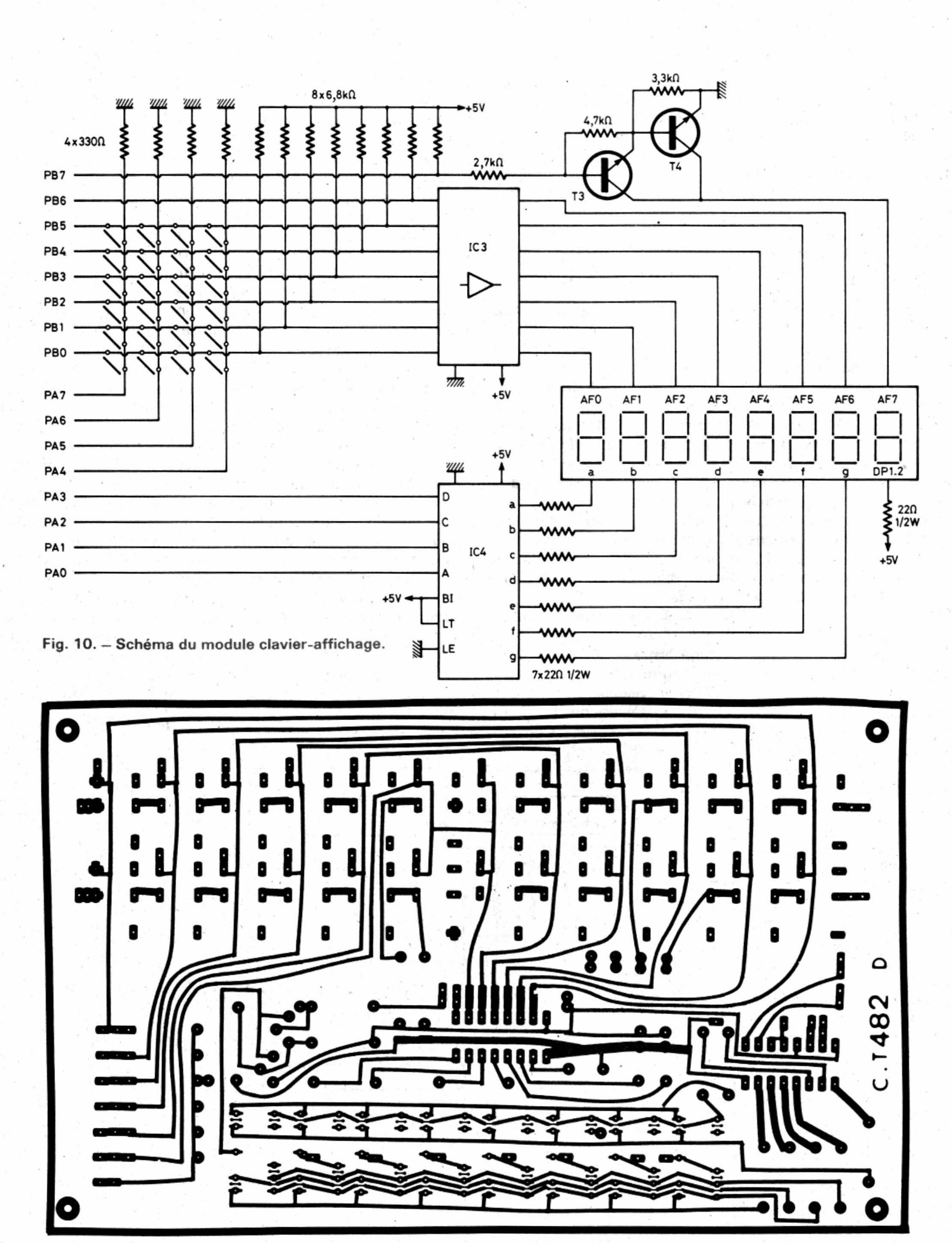


Fig. 10. – Schéma du module clavier-affichage.

Fig. 11. – Circuit imprimé du module clavier-affichage, vu côté cuivre, échelle 1.

respondant, nous allons trouver un niveau haut sur la ligne A_y correspondant à la touche appuyée. Le microprocesseur sachant à tout instant quelle est la ligne B_x qui est à l'état haut, puisque c'est lui qui les commande, et scrutant aussi en permanence les lignes A_y, il est à même de déterminer avec certitude quelle est la touche qui a été actionnée.

L'avantage indéniable de ce mode de liaison est la simplification du câblage qui en découle puisque de 64 + 25 lignes de connexion entre l'ensemble clavier affichage et la logique, on tombe à 19 lignes seulement. Le seul inconvénient (toute médaille a un revers !) est une complexité accrue du programme que doit exécuter le microprocesseur pour faire fonctionner tout cela, mais, ce n'est pas votre problème puisque ce programme vous sera fourni tout prêt dans sa ROM.

Le schéma complet de cet ensemble clavier affichage diffère un peu de ce que nous venons d'exposer, non pas dans la théorie, mais dans sa réalisation pratique afin de réduire encore un peu le câblage et, surtout, afin de tenir compte du courant consommé par les afficheurs qui impose la présence d'amplificateurs entre les sorties des circuits logiques et eux-mêmes. La figure 10 vous livre celui-ci. Nous y reconnaissons nos huit afficheurs mais au lieu que le code des segments leur soit fourni directement par la logique, il sort d'un décodeur BCD 7 segments réalisé en technologie C.-MOS ; cela permet de fournir le courant nécessaire et réduit à 4 les liaisons logique – afficheurs concernant les segments. Par ailleurs, toujours pour des problèmes de courant, les cathodes des afficheurs sont alimentées par deux transistors en montage darlington (très grand gain en courant). Sept de ces darlingtons sont en circuit intégré pour réduire le prix de revient et l'encombrement sur la carte, le huitième a dû être réalisé en composants discrets, le circuit intégré qui en contenait huit n'étant que très difficilement disponible à l'heure où nous écrivons ces lignes. Remarquez que le point décimal situé entre le deuxième et le troisième chiffre en partant de la droite est relié en permanence au + 5 V et, donc, est allumé en permanence lorsque l'affichage fonctionne, il réalise la séparation Francs-centimes lors de l'indication des prix par l'appareil.

Repères	Types et équivalents	Remarques
IC_3	ULN 2003	
IC_4	MC 14511, CD 4511	4511 C.MOS
AF_0 à AF_7	MAN 74 Monsanto-Fairchild, afficheurs 7 segments, 0,3 pouce à cathodes communes	
T_3, T_4	BC 107, BC 547, 2N2222A...	
Touches	« Digitast » un contact travail ou un contact inverseur	Voir texte
Supports	2 × 16 pattes et 8 × 14 pattes si nécessaire	
Résistances	Carbone 1/2 ou 1/4 W 5 %	

Fig. 12. – Nomenclature des composants de la carte clavier-affichage.

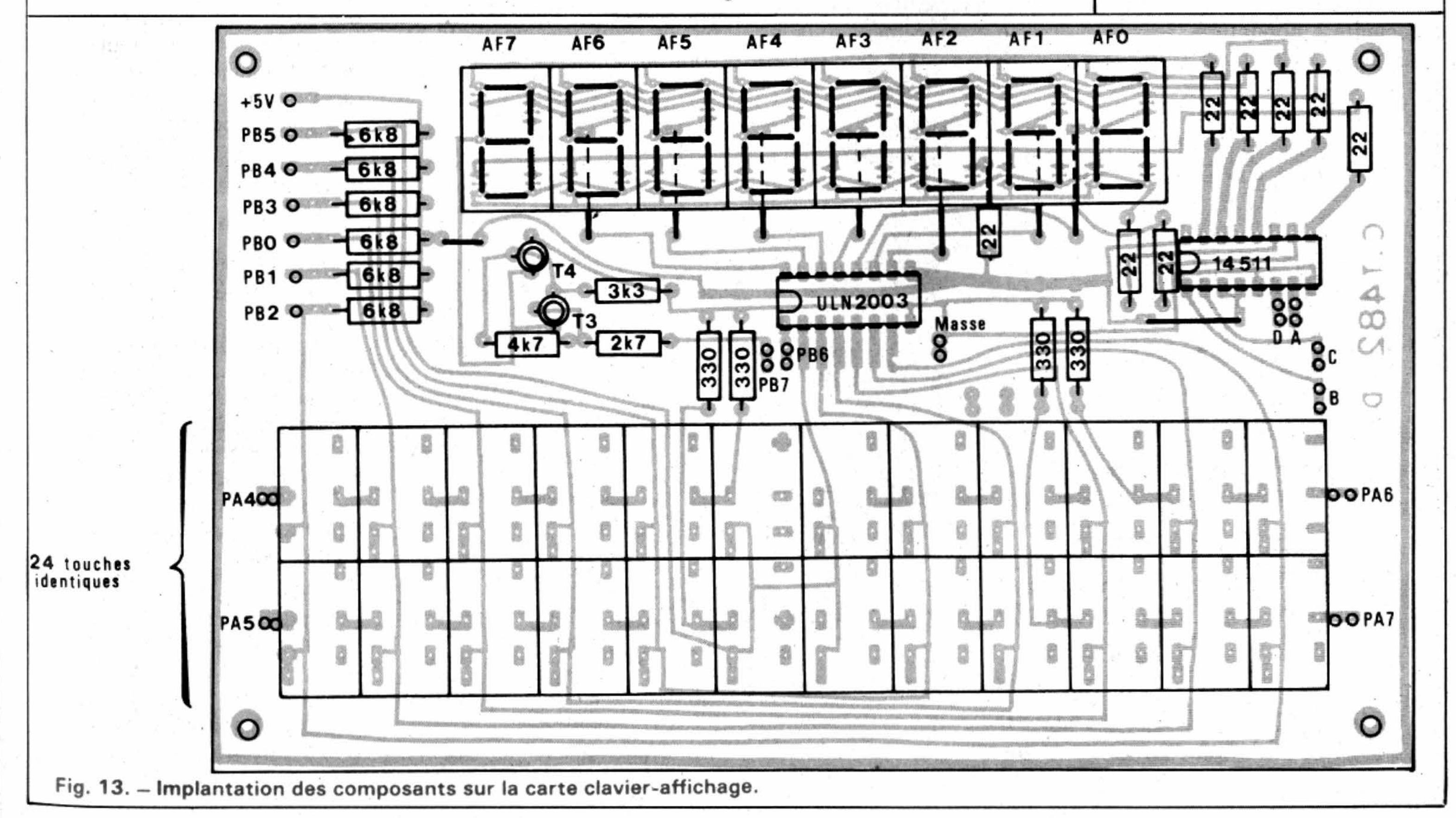


Fig. 13. – Implantation des composants sur la carte clavier-affichage.

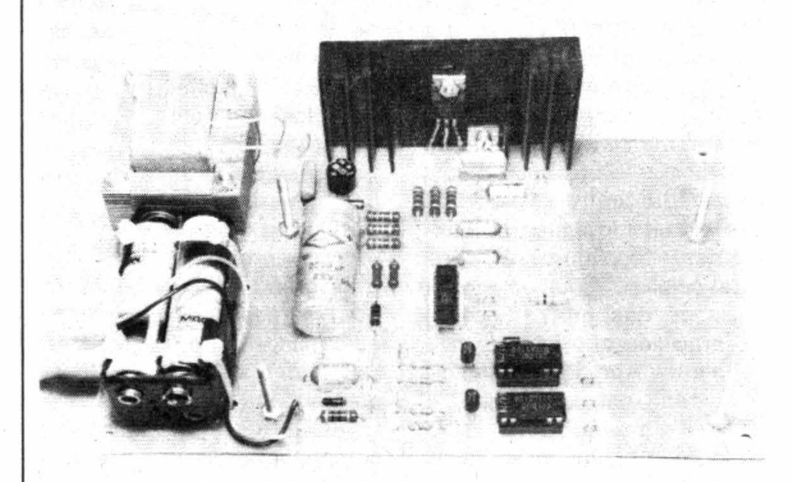
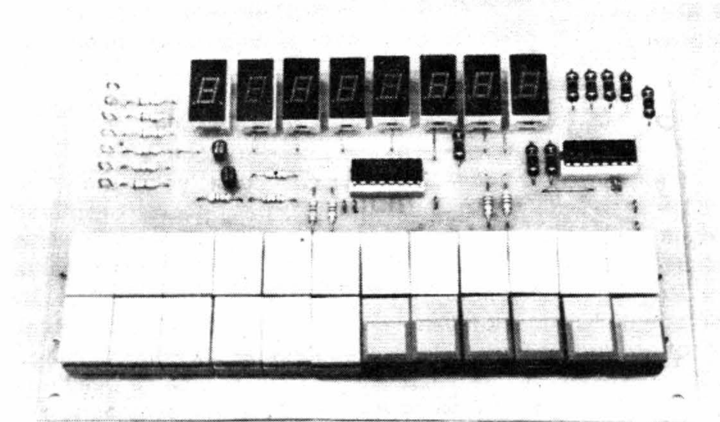



Photo 1. – Gros plan sur le module alimentation.


Photo 2. – Gros plan sur le module clavier-afficheurs.

Réalisation

Ici encore, nous avons fait appel à un circuit imprimé simple face dont la taille est légèrement inférieure à celle du couvercle du coffret TEKO précité. Ce circuit supporte tous les composants de la figure 10. Le clavier est constitué par des touches individuelles que l'on trouve dans le commerce courant sous plusieurs appellations dont « Digitast ». La figure 14 précise leur brochage pour que vous n'ayez pas de problème de choix. Il faut aussi savoir que ces touches sont du type poussoir de sonnette c'est-à-dire qu'elles ferment un contact lorsqu'on appuie.

Pour réduire le prix de revient, nous avons utilisé des afficheurs de 0,3 pouce de hauteur que l'on peut trouver immédiatement à un prix très bas. Leur brochage est standardisé et quasiment tous les grands fabricants de composants proposent de tels afficheurs. Comme le montre la nomenclature de la figure 12, nous avons utilisé des MAN 74 de Monsanto-Fairchild mais ce n'est pas une obligation. La seule vérification à faire lors de l'achat est la conformité du brochage avec le notre visible figure 14 ; sinon il vous faudra redessiner le circuit imprimé. Les deux circuits intégrés employés sont très courants et sont disponibles chez tous les revendeurs de composants. Si vous souhaitez les monter sur support, procurez-vous des supports dits « bas profil » sinon le montage du circuit imprimé derrière la face supérieure du boîtier sera impossible.

La réalisation de ce circuit imprimé ne présente pas de difficulté mais, en raison de la finesse du tracé au niveau des afficheurs, il est préférable de travailler par méthode photographique ou par transferts plutôt qu'avec le feutre à circuits imprimés.

Lorsque le circuit est terminé, vérifiez bien l'absence de coupures, surtout sur les pistes fines au niveau des pattes des afficheurs et également l'absence de courts-circuits en ces mêmes endroits. Vous pouvez alors implanter vos composants. Veillez tout particulièrement à bien disposer les afficheurs et le clavier qui sont les deux éléments directement visibles de l'extérieur et qui contribuent à la réussite esthétique du montage.

Quelques vérifications de ce module peuvent être faites à l'ohmmètre, placez celui-ci entre PA_4 et successivement PB_0, PB_1, ..., PB_5 et vérifiez à chaque fois que la pression d'une touche correspondant à la rangée située en face de

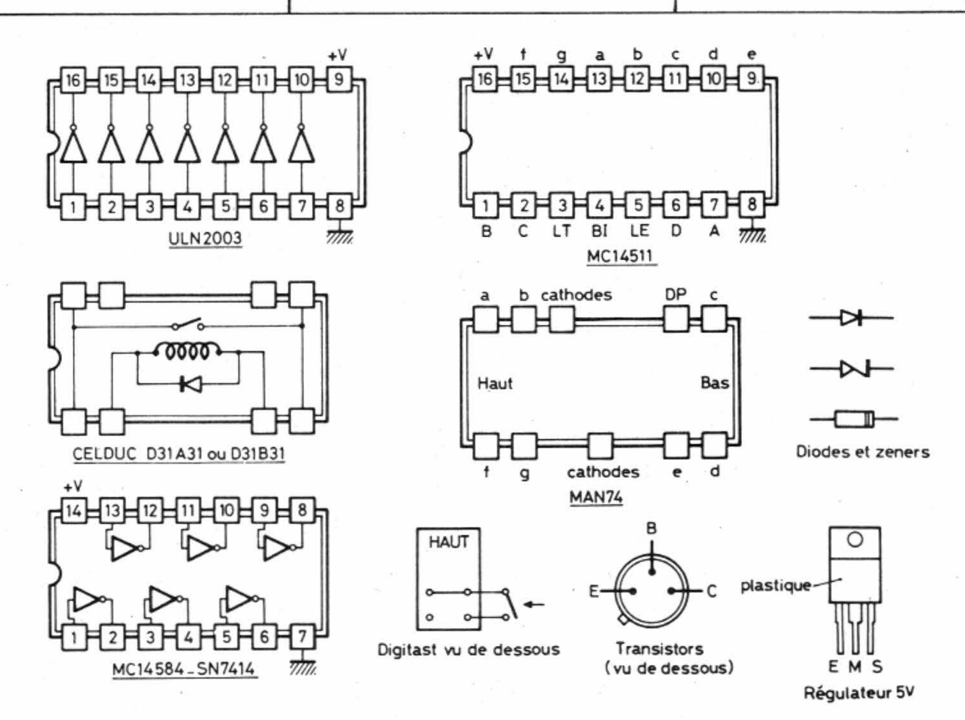


Fig. 14. – Brochage des semi-conducteurs, les CI, l'afficheur et les relais sont vus de dessus.

PA_4 établit la liaison. Procédez de même pour PA_5, PA_6 et PA_7. La vérification de l'affichage ne doit pas être effectuée maintenant en statique car, comme il est prévu pour fonctionner en multiplexé, le courant qui le parcourait en statique conduirait à sa destruction rapide. Nous l'essaierons donc lors de la mise en service finale.

Repères	Types et équivalents	Remarques
1 × IC	MC6809P, EF6809P, S6809P	Motorola, EFCIS, AMI
1 × IC_6	MC 6821P, EF6821P, S 6821 P	Motorola, EFCIS, AMI
2 × IC_7	HM3 - 6514 - S	HARRIS
1 × IC_8	MCM 2716 TMS 2516, MB 2716	Mémoire UVPROM 2716 monotension 5 V
1 × IC_9	SN74LS139, DM74LS139...	74LS139 TTL
Résistances	7 × 4,7 kΩ 1/4 W 5 % carbone	
Condensateurs	2 × 100 µF 6 V, 2 × 22 nF	
	2 × 22 pF	
Diode	1 × 1N914 ou 1N4148	
Quartz	1 × 4,00 MHz boîtier HC 18/U	
Supports	2 × 40 pattes, 1 × 24 pattes, 2 × 18 pattes	

Fig. 15. – **Nomenclature des composants de la carte microprocesseur décrite dans notre prochain numéro**

Conclusion

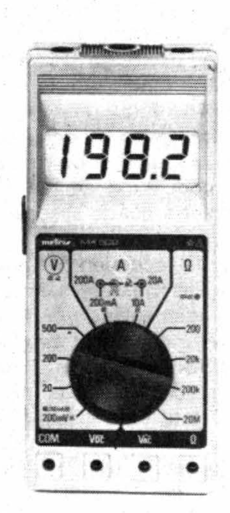
Nous allons en rester là pour aujourd'hui, l'étude de la carte microprocesseur, sa réalisation et la mise en service termineront cette étude dans notre prochain numéro. Cependant, afin de faciliter votre travail, nous indiquons en figure 15 la nomenclature des composants utilisés sur cette carte afin que vous puissiez déjà prévoir l'approvisionnement des composants, vous permettant ainsi de mettre en pratique dès sa parution l'article de juillet.

à suivre

C. TAVERNIER

Bloc-notes

MULTIMETRE NUMERIQUE METRIX MX502



3 1/2 digits LCD 2 000 points.

Le contrôleur à affichage numérique LCD pour le service électrotechnique et électronique.

Transformable en électropince. Alimentation 1 pile 9 V 6F22 ou batterie Ni/Cd du même modèle. Autonomie 200 h.
4 calibres V∿ 200 mV à 500 V (2 MΩ).
3 calibres V⎓ 20 V à 500 V (1 MΩ).
2 calibres I∿ 200 mA à 10 A.
2 calibres I⎓ 20 A à 200 A avec pince amp. spécifique.
4 calibres Ω 200 Ω à 20 MΩ.
Dimensions : 177 × 77 × 36 mm.
Masse : 0,4 kg.
Accessoires :
Etui de transport AE177.
Gaine caoutchouc MC127.
Etui pince HA1153 AE167.
Pince amp. 200 A HA1153.
Sondes 3 kV≃ - 30 kV∿.
Sonde de filtrage TV.
Sondes T °C (– 50 à + 150 °C).
(– 25 à + 350 °C).
Shunts 30 A à 500.
Adaptateur mA (2 mA à 10 A) HA1183.
Batterie Ni/Cd et chargeur HN207.

Bloc-notes

Le téléphone sans fil Aston 3000

Le téléphone sans fil ASTON 3000 est importé en France par Siare. Il s'agit d'un matériel sophistiqué destiné à s'installer sur une ligne téléphonique classique, et qui permettra de quitter son poste pour aller se promener à une distance relativement importante de la base, à condition toutefois que l'on ait installé une antenne extérieure.

L'appareil se distingue également de ses concurrents par la présence d'un brouilleur/ débrouilleur qui effectue un traitement de la modulation pour la rendre indéchiffrable si l'on ne possède pas le démodulateur complémentaire.

Ce brouillage est en effet utile. Ces appareils émettent sur une fréquence dont on peut capter un harmonique par l'intermédiaire d'un simple tuner MF (à courte distance il est vrai), ce qui fait que toute conversation téléphonique peut être captée aux alentours de ce téléphone.

Par ailleurs, un poste récepteur toutes gammes, comme on en trouve actuellement, permet une écoute de pratiquement tout ce qui se passe « sur les ondes ».

Plusieurs techniques peuvent être employées pour brouiller une transmission. La bande de fréquences peut être divisée en plusieurs segments par des filtres à bande très étroite, ensuite, on mélange les bandes en effectuant quelques transpositions. Le démodulateur connaîtra la clé du code et permettra ainsi un décriptage en temps réel de la modulation.

Ici, on effectue une transposition par modulateurs équilibrés et on transmet la bande inversée, les fréquences basses se retrouvant en haut et les hautes en bas, ce qui change complètement le message et le rend absolument inaudible.

Ce type d'émetteur récepteur téléphonique assure donc une bonne protection contre une écoute.

Bien sûr, si on connaît le système de transposition, on peut toujours effectuer la démodulation, et l'on connaîtra ainsi le contenu de la modulation, ce qui, ici, n'offre pas un gros intérêt.

Ce téléphone sans fil est également équipé d'une mémoire



permettant de stocker non seulement le dernier numéro composé mais aussi 12 numéros, ce qui constitue un dispositif utile pour un particulier.

La mémoire de ces numéros est conservée par une pile qui suppléera à une absence du secteur.

Les numéros peuvent avoir jusqu'à 16 chiffres, ce qui permet éventuellement un appel international. Pratiquement, ce mode de travail est possible, nous l'avons essayé pour la province, à condition toutefois que les indicatifs 16 ou autres ne soient pas encombrés. Le 3000, dans ce cas, continuera à envoyer ses chiffres sans se soucier de la tonalité.

La mise en mémoire s'effectue par l'utilisateur à partir de la base.

Cette dernière sert de base à un téléphone sur lequel elle sera raccordée en parallèle.

On pourra donc utiliser soit son propre poste téléphonique soit le clavier de la base.

Cette dernière sert de poste mains libres, les essais que nous avons pu effectuer sur un échantillon ne nous ont pas totalement comblés, en poussant un peu trop le volume du haut-parleur interne, nous obtenons un accrochage (Larsen) peu agréable.

Cet ensemble permet aussi une utilisation en interphone entre la base et l'émetteur récepteur.

L'émetteur récepteur est prévu pour être installé dans une base qui lui sert de chargeur d'accumulateur. La formule d'alimentation rechargeable permet d'avoir une alimentation qui est en permanence en parfaite condition.

La base permet une manipulation de l'appareil sans qu'il soit nécessaire de l'extraire, ce qui sera utile pour la composition des numéros.

Cet émetteur récepteur sert de second poste pour le système d'interphone.

Cet ensemble, contrairement à beaucoup d'autres, ne se contente pas de remplacer un combiné téléphonique, il peut être employé en parallèle et remplacera en fait deux combinés. L'émetteur récepteur portatif est destiné à être utilisé en dehors du poste fixe, on aura tout de même à se soucier de la position de l'antenne, ce qui n'est pas toujours très pratique. Il faut travailler à une fréquence beaucoup plus haute pour que l'on puisse disposer d'antennes peu encombrantes.

La technique

Les deux liaisons s'effectuent sur une fréquence de 34 et 49 MHz, les fréquences exactes dépendant des canaux utilisés.

On retrouvera ici des classiques de la transmission onde courte pour matériel grand public, la première FI est sur 10,7 MHz tandis que la seconde est sur 455 kHz.

La transmission de l'audio a lieu en modulation de fréquence, cette modulation se fait sur un oscillateur à quartz associé à une diode varicap.

Pour la réception, nous avons les chaînes classiques avec double changement de fréquence piloté par 2 quartz, et circuit intégré MC3357.

Le circuit du clavier du combiné portatif est associé à un générateur multifréquence, ces fréquences sont traitées dans la base par des détecteurs de tonalité PLL.

Un circuit intégré à grande échelle assure toutes les fonctions logiques de la base et est accouplé à la mémoire des 12 numéros.

La liaison avec le circuit téléphonique est assurée par transformateurs.

Initiation à la micro-informatique

LES MEMOIRES ROM

APRES avoir parlé, dans notre précédent article, des mémoires RAM, c'est-à-dire des mémoires dans lesquelles on peut lire et écrire lorsqu'on le désire, nous allons traiter aujourd'hui des mémoires mortes ou ROM, c'est-à-dire des mémoires qui ne peuvent qu'être lues.

Contrairement à ce que l'on pourrait penser, le sujet va être beaucoup plus vaste que pour les RAM car les ROM sont divisées en de nombreuses familles différentes comme nous l'allons voir.

Généralités

Ainsi que nous l'avons dit le mois dernier, les ROM ou Read Only Memory (Mémoire à lecture seule) sont des circuits dont le contenu est défini une fois pour toutes lors d'une opération appelée la programmation de la ROM et, en principe, ce contenu ne peut plus être modifié par la suite. Cette affirmation est vraie pour toutes les ROM en ce sens que la modification du contenu ne peut avoir lieu simplement comme pour les RAM en écrivant de nouvelles données dans la mémoire ; par contre, certaines ROM peuvent être modifiées même après leur programmation initiale lors d'une opération appelée l'effacement. Ce sont ces diverses possibilités qui conduisent à classifier les ROM en diverses familles.

Nous allons donc étudier successivement les ROM ou mémoires mortes « vraies » c'est-à-dire ne pouvant plus être modifiées par la suite et ne pouvant être programmées que par leur fabricant ; les ROM pouvant être programmées par l'utilisateur mais ne pouvant être modifiées par la suite ; les EPROM ou UVPROM qui peuvent être programmées par l'utilisateur et peuvent être modifiées par la suite après avoir été effacées par exposition à un rayonnement ultraviolet (EPROM signifie Earasable Programmable Read Only Memory soit mémoire programmable et effaçable) et les dernières venues les EAROM qui peuvent être programmées par l'utilisateur et effacées par application d'une tension adéquate sous certaines conditions (EAROM signifie Electricaly Alterable Memory soit mémoire altérable électriquement).

Les ROM

Ces mémoires, programmables par leur fabricant et impossibles à modifier par la suite, portent aussi le nom de ROM programmables par masque. Ce sont des mémoires, généralement de très grande capacité (on sait faire jusqu'à 32 K-octets), qui, lors de leur fabrication même, c'est-à-dire lors des opérations de masquage du circuit intégré reçoivent les données à contenir. Ces données sont donc inscrites à vie dans la mémoire, un peu comme des pistes de circuit imprimé que vous graveriez sur un morceau d'époxy. Il est donc évident que ce contenu ne peut être modifié puisqu'une telle modification équivaudrait à corriger le schéma interne du circuit intégré ce qui n'est évidemment pas possible ; mais, il est malheureusement tout aussi évident que seul le fabricant du circuit intégré peut réaliser une telle programmation puisque celle-ci à lieu lors de la fabrication de la mémoire. Cela signifie donc que ces ROM sont réservées à des applications où un nombre important de mémoires identiques seront utilisées (programmateur de machines à laver par exemple) car les frais de réalisation d'un masque de programmation sont très importants et ne peuvent être amortis que par la production d'un grand nombre de circuits. L'amateur n'a donc que très rarement à faire à de telles mémoires sauf dans quelques cas particuliers. En effet, certains produits sont plus ou moins standards ce qui a poussé les grands fabricants de circuits intégrés à réaliser des mémoires utilisables dans de nombreuses applications ; on peut ainsi citer : les mémoires génératrices de caractères utilisées dans tous les systèmes de visualisation de texte sur écran TV, les mémoires contenant des programmes de calculs classiques pour certains microprocesseurs, etc.

Ces mémoires sont toujours réalisées en technologie MOS car leur intérêt essentiel est leur capacité importante et, si vous revoyez ce que nous avons expliqué le mois dernier au sujet des problèmes de dissipation thermique, vous comprendrez facilement qu'il est impossible de faire 32 K-octets de ROM en transistors bipolaires !

Le prix de ces ROM programmables par masque est très variable compte tenu des

problèmes d'amortissement des frais de masque évoqués ci-avant ; pour les produits de grande diffusion tels que les générateurs de caractères ; il faut compter sur un prix unitaire de l'ordre de 60 à 80 F pour des mémoires dont la taille oscille autour de 16 à 20 K-bits.

Les PROM

Hormis les ROM évoquées ci-avant, tous les autres types de ROM sont programmables, cependant et d'un commun accord, tous les utilisateurs de ces produits désignent par PROM les ROM qui peuvent être programmées par l'utilisateur mais non effacées. Nous respecterons donc cette « norme » de fait.

Les PROM sont des mémoires qui, par leur structure interne, diffèrent assez fortement des ROM MOS vues précédemment, ne serait-ce que parce que les PROM sont toujours des circuits bipolaires, nous allons voir pourquoi. Considérons la figure 1, c'est une matrice de diodes comme nous en avons déjà vu lors de l'étude des afficheurs opto-électroniques. Lorsque la matrice est dans cet état, l'application d'un niveau logique 1 à n'importe quelle entrée fera apparaître des 1 sur toutes les sorties ; par contre, si l'on enlève des diodes en certains points de la matrice, l'application de 1 sur les entrées ne fera plus apparaître que des 1 sur les sorties mais il y aura des 0 sur les colonnes où manquent les diodes. Nous aurons donc programmé des valeurs fixes dans notre matrice.

Ce mécanisme est, à peu de chose près, celui employé dans les PROM, aussi appelées PROM fusibles ; en effet, ces PROM contiennent, lorsqu'elles sont vierges (c'est-à-dire lorsque l'on vous les livre, avant toute programmation) une matrice de diodes intacte, mais chaque diode est en série avec un petit fusible comme indiqué figure 2. La programmation va consister, comme pour notre matrice de la figure 1, à enlever des diodes en certains points, cet « enlèvement » ayant lieu en faisant fondre les fusibles concernés au moyen d'une circuiterie externe adéquate.

Sous réserve d'avoir cette circuiterie externe qui n'est autre qu'un programmateur de PROM fusibles, l'utilisateur peut donc programmer ce qu'il veut dans une telle PROM ; par contre, il est évident que l'effacement est impossible puisqu'il faudrait rétablir des connexions détruites. La seule chose possible est que, si vous avez oublié de faire sauter des fusibles en certains points, vous pouvez, à n'importe quel moment, compléter la programmation de la mémoire en faisant sauter les fusibles oubliés.

Une telle mémoire, une fois programmée, conserve l'information indéfiniment, c'est donc bien une ROM.

Les fusibles dont nous avons parlé ci-avant ne sont pas une vue de l'esprit et, bien que cela surprenne nombre de gens, ils existent bel et bien dans la mémoire sous forme d'un petit filament de nickel-chrome de quelques microns de longueur et la programmation les fait réellement fondre.

Il est évident qu'une telle opération dégage des calories au sein de la puce de silicium qui constitue la mémoire et qu'elle doit être menée avec précaution. Les fabricants de PROM indiquent donc des niveaux de tension et des chronogrammes précis à respecter pour mener à bien cette programmation.

Les avantages des PROM bipolaires sont indéniables ; on peut citer :

– La possibilité de programmation selon le besoin, ce qui réduit la taille des stocks puisqu'il suffit de disposer de PROM vierges.

– La rapidité de l'opération de programmation qui se chiffre en millisecondes.

– Le faible coût des PROM bipolaires de petite taille.

– Le très grand choix proposé par les divers fabricants de circuits intégrés.

– La possibilité d'échange « pin for pin » (c'est-à-dire sans modifier quoi que ce soit au câblage) de bon nombre de PROM entre divers fabricants.

– Le temps d'accès extrêmement faible de telles mémoires (c'est normal puisque ce sont des circuits bipolaires) qui varie de 80 ns pour les plus lentes à 20 ou 30 ns pour les plus rapides.

Par contre, ces nombreux avantages sont compensés par de non moins nombreux inconvénients :

– La dissipation de ces PROM (qui sont des mémoires à transistors bipolaires) est très importante.

– Le prix des PROM de forte capacité est très élevé (200 F pour une 2 K-mots de 8 bits).

– Les programmateurs sont assez complexes à réaliser.

– Les mémoires de divers fabricants, même si elles sont compatibles en lecture ne le sont pas en programmation ce qui impose d'avoir un programmateur par famille de PROM.

La synthèse des avanta-

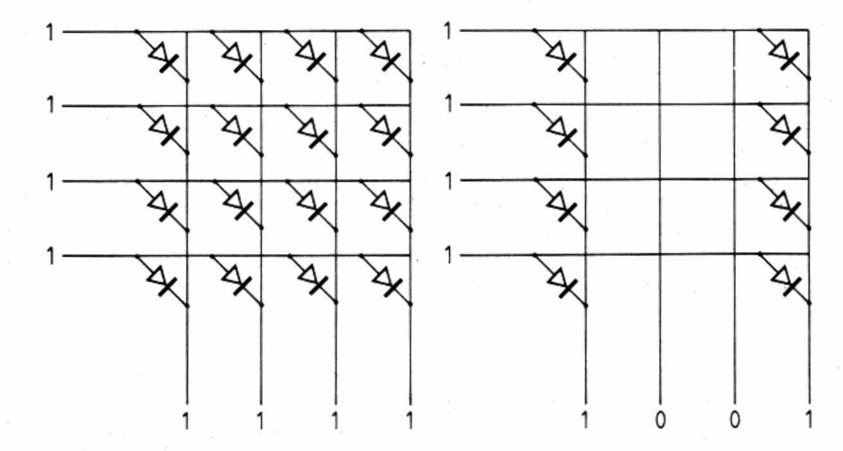


Fig. 1. – Matrices de diodes vierge et « programmée » par enlèvement de certaines diodes.

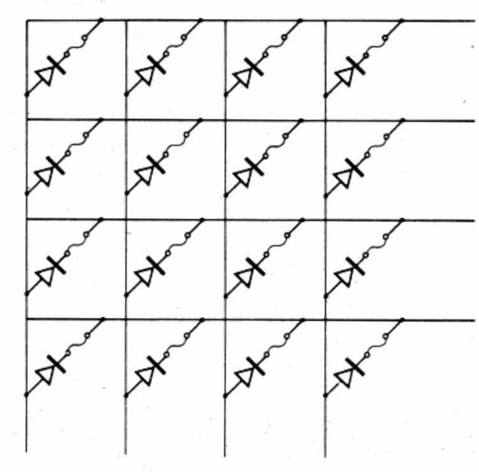


Fig. 2. – Zone mémoire d'une PROM à fusibles.

ges et des inconvénients rejoint la pratique et l'on constate que, hormis dans les calculateurs très rapides, les PROM fusibles sont surtout utilisées dans les versions faible capacité telles que 32 mots de 8 bits, 256 mots de 4 bits ou 512 mots de 4 bits pour des fonctions... logiques. Nous verrons en effet que de telles mémoires se prêtent remarquablement bien à la réalisation de fonctions logiques complexes et qu'un boîtier 16 pattes peut ainsi remplacer les 10 ou 12 boîtiers TTL classiques qui auraient été nécessaires pour accomplir la même fonction. Les réalisateurs de notre ordinateur individuel décrit dans ce numéro l'ont d'ailleurs déjà constaté car de telles mémoires sont utilisées pour les décodages d'adresses. Nous reviendrons, plus avant dans cette série sur ce principe d'utilisation un peu surprenant au premier abord. Pour l'instant, nous allons poursuivre notre présentation classifiée avec les...

Les EPROM ou UVPROM

Ces mémoires sont les véritables compagnes du micro-informaticien, tant amateur que professionnel en raison de leurs très nombreux avantages. Ce sont des produits relativement récents, en constante évolution, performants et peu coûteux (mais non vous ne rêvez pas !).

Toute personne manipulant un peu des composants a vu de telles mémoires que l'on ne peut que remarquer parmi les autres circuits en raison de la fenêtre transparente qui coiffe la puce de circuit intégré découvrant un spectacle féerique (si vous pouvez regarder un tel circuit au microscope à faible grossissement ne vous en privez pas !). Cette fenêtre n'est pas là pour la beauté du spectacle mais permet d'exposer la partie active de la mémoire à la lumière et, lorsque cette lumière contient des ultraviolets à la bonne longueur d'onde, la mémoire peut être effacée par une exposition de durée adéquate.

Ces mémoires EPROM peuvent, par ailleurs, être programmées électriquement de manière relativement simple si on les compare aux PROM bipolaires. L'explication de leur succès tient en ces quelques lignes de présentation ; en effet, de telles mémoires permettent toutes les erreurs de programmation, fréquentes dans la mise au point d'un système informatique, puisqu'elles peuvent être effacées à tout moment.

Ces généralités étant vues, nous allons prendre les choses par le commencement et nous attarder un peu sur ces circuits en raison de leur utilisation massive en micro-informatique.

Tout d'abord, il faut savoir que les fabricants de circuits intégrés ont réalisés un exploit avec ces mémoires : ils se sont mis d'accord sur un brochage, des caractéristiques de lecture et surtout de programmation et des références identiques (à quelques détails mineurs près). Nous emploierons donc dans ce qui suit la « racine » du nom de la mémoire c'est-à-dire la partie commune à tous les fabricants ; ainsi, quand nous parlerons d'une 2716 cela pourra être une MCM 2716 chez Motorola, une TMS 2716 chez Texas, une MK 2716 chez Mostek, etc.

Ceci étant vu, sachez qu'à l'origine, ces circuits étaient peu performants et peu pratiques à programmer. Vu l'évolution très rapide en ce domaine, les premiers circuits ont disparu et l'on ne trouve plus de 1702, de 2704 et bientôt de 2708. L'utilisation de tels circuits serait à notre époque une aberration puisqu'ils sont plus coûteux et moins performants que leurs successeurs disponibles actuellement. Compte tenu de la standardisation évoquée ci-avant, les mémoires EPROM actuelles sont de 3 ou 4 types seulement ; on distingue : la 2716 qui est une 2 K-mots de 8 bits, la 2732 qui est une 4 K-mots de 8 bits, la 2764 qui est une 8 K-mots de 8 bits et, en cours d'échantillonnage la 27128 qui est une 16 K-mots de 8 bits. Hormis les « vieilles » 2716 qui, comme les 2708 et autres sont appelées à disparaître ; toutes ces mémoires sont monotension et s'alimentent sous 5 V comme les circuits TTL. Seules les 2716 existent en deux versions ; la plus ancienne version demandant du + 5, du + 12 et du – 5 V pour fonctionner ; version qui, répétons-le, est en voie de disparition.

Nous considérerons donc, dans ce qui suit, que ces mémoires sont monotension 5 V comme les circuits TTL. Le brochage de ces mémoires présente quelques particularités intéressantes comme le montre la figure 3 ; on y remarque en effet que les pattes d'affectation identiques se trouvent aux mêmes places sur les divers boîtiers à quelques variantes près au niveau des pattes 18, 20 et 21. Cette façon de faire est très intéressante car elle permet d'augmenter facilement la capacité d'une carte en remplaçant, par exemple, des 2716 par des 2732, sous réserve que le câblage des emplacements devant recevoir ces mémoires ait été conçu en tenant compte de cette compatibilité de brochage. Il faut savoir, de plus, qu'il existe des RAM statiques de 1 K-mot de 8 bits et de 2 K-mots de 8 bits qui ont aussi un brochage compatible ce qui permet de réaliser des cartes mixtes RAM ROM configurable selon le besoin de l'utilisateur.

Ces mémoires, ainsi que nous l'avons dit, se programment électriquement par application d'une « haute tension » sur les pattes VPP

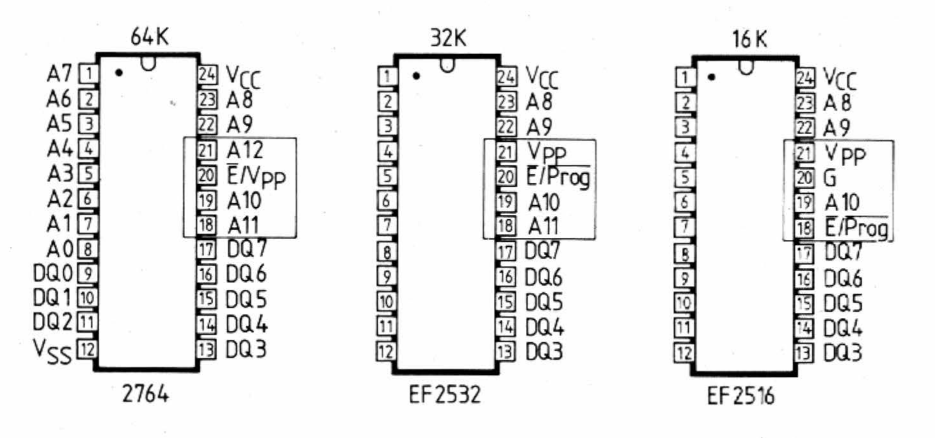


Fig. 3. – Mise en évidence de la compatibilité de brochage dont bénéficient les UVPROM.

(fig. 3) ; la programmation pouvant être réalisée octet par octet selon le bon vouloir de l'utilisateur. La valeur et le chronogramme de cette tension de programmation sont données dans les fiches techniques des circuits ; généralement la tension VPP est de 25 V sauf pour les nouvelles mémoires 2532 et 2564 INTEL où elle a été réduite à 21 V. Précisons encore que, quel que soit le fabricant, la procédure de programmation de ces mémoires est identique. L'effacement a lieu par exposition de la fenêtre en quartz disposée au-dessus de la puce à une source d'ultraviolets de longueur d'onde adéquate. Le temps d'exposition dépend de la puissance de la source mais, avec les tubes classiques, il faut compter de 10 à 20 minutes pour effacer une telle mémoire. Avis aux amateurs ! La longueur d'onde des ultraviolets nécessaires n'est pas la même que celle des tubes utilisés pour réaliser les circuits imprimés ; il faut donc bel et bien utiliser des tubes spéciaux pour cet usage.

Il est évident que, bien que sensibles à une longueur d'onde bien particulière, ces mémoires peuvent être effacées par une exposition de très longue durée à la lumière. Il faut donc prendre la précaution, une fois qu'elles sont programmées, de recouvrir la fenêtre de quartz au moyen d'un adhésif opaque afin de prévenir cet effacement à long terme qui, dans les premiers temps se manifeste par une lente dégradation du contenu de la mémoire. Sachez également que, la lumière du soleil étant riche en ultraviolets de toutes longueurs d'ondes, une exposition de quelques heures au soleil suffit à effacer des mémoires dont la fenêtre n'est pas obturée. Autrement, l'information programmée doit, d'après les spécifications de ces circuits, être conservée 10 ans à 25° ; cela peut sembler peu mais ce n'est pas surprenant vu sous l'aspect industriel de la question puisque ces mémoires sont généralement à réserver à des prototypes ; côté amateur, cela risque de poser des problèmes dans quelques années vu l'utilisation abusive de ces mémoires dans certains micro-ordinateurs commerciaux pourtant produits en très grande série.

Le temps d'accès de ces mémoires est parfaitement adapté aux microprocesseurs « bas de gamme » puisqu'il se situe aux environs de 450 ns ; des versions plus rapides sont cependant introduites peu à peu sur le marché et il est dès aujourd'hui possible de trouver des 2532 de 200 ns de temps d'accès. Quant au prix de ces mémoires, il est très attractif puisque la 2716 qui est une 2 K-mots de 8 bits se trouve aisément à 25 F environ et la 2532 de 60 à 80 F.

Pour résumer un peu cette présentation des UVPROM, nous pouvons citer comme avantages de ces mémoires :
– Le faible coût.
– La facilité de programmation ; n'importe quel système à base de microprocesseur pouvant servir à réaliser un programmateur.
– La facilité d'effacement.
– La disponibilité de produits identiques chez de multiples fabricants avec des spécifications rigoureusement définies et conformes entre elles.
– Le brochage « intelligent » assurant la compatibilité ascendante entre toutes les mémoires de la gamme.
– L'existence de mémoires de capacité importante puisque la 2764 est une 8 K-mots de 8 bits (soit 64 K-bits).

Les seuls défauts que l'on puisse trouver à ces mémoires sont :
– La durée de rétention de l'information limitée à 10 ans à 25° et diminuant avec l'augmentation de la température.
– La relative lenteur de ces circuits puisque les meilleures mémoires actuelles ont un temps d'accès de 200 ns.

Ces mémoires sont donc très largement utilisées dans tous les laboratoires d'étude pour les maquettes, les prototypes et même les petites séries et sont également très employées dans nombre de micro-ordinateurs à usage amateur ou semi-professionnel, pour le stockage de programmes tels qu'interpréteurs BASIC ou équivalents.

Il faut savoir également que ces circuits, bien qu'étant en technologie MOS ont une consommation importante (de l'ordre de 500 mW pour une 2732) ce qui est normal compte tenu de leur capacité importante. Il existe cependant, sur le marché, de telles mémoires en technologie C.MOS, c'est-à-dire comme les circuits logiques C.MOS présentés au début de cette série qui ne consomment quasiment rien ; ce sont des mémoires encore assez coûteuses, en raison du faible nombre de fabricants susceptibles de les réaliser.

Malgré tous ces avantages, les UVPROM vont petit à petit être détrônées en raison de l'arrivée sur le marché des EAROM que nous allons maintenant présenter.

Les EAROM

Ces mémoires existent depuis fort longtemps mais n'étaient pas utilisées en micro-informatique jusqu'à ces derniers temps. En effet, c'étaient des produits de très faible capacité (20 mots de 8 bits par exemple) difficiles à mettre en œuvre car il fallait employer des tensions de programmation de valeurs nombreuses et variées. Depuis peu, une mémoire EAROM spécifiquement micro-informatique a fait son apparition : la 2816 ou 2815 selon la version. Cette mémoire n'est autre qu'une 2716, donc une 2 K-mots de 8 bits, programmable avec une seule tension de 21 V (un peu comme la 2716) mais surtout effaçable électriquement, c'est-à-dire effaçable par application de cette même tension de 21 V dans des conditions de chronogrammes adéquates. Les mémoires AEROM sont en effet des mémoires que l'on peut effacer électriquement. Attention ! Il ne faut pas les confondre avec les RAM : dans une RAM nous pouvons lire et écrire à n'importe quel instant et à la même vitesse pour les deux opérations ; de plus une RAM perd son contenu à chaque coupure de l'alimentation. Dans une AEROM, nous pouvons lire à une vitesse analogue à la vitesse de lecture dans une RAM. Par contre, l'écriture, qui s'appelle ici programmation, demande une tension particulière (du 21 V) et un chronogramme particulier. Ainsi s'il faut 1 ms pour remplir complètement une RAM, il faut près de 2 mn pour programmer une EAROM de la même taille. Par ailleurs, une EAROM est une ROM et conserve donc l'information qui y a été programmée même sans alimentation.

Les avantages de telles mémoires sont ceux des UV-PROM avec en plus la possibilité d'effacement électrique. Effacement qui, contrairement aux UVPROM peut être sélectif et n'agir que sur un ou plusieurs octets sélectionnés. Cette possibilité d'effacement électrique est très intéressante car elle n'oblige pas l'utilisateur à extraire la mémoire du montage pour l'effacer ni à disposer d'une source d'ultraviolets adéquate.

Le seul inconvénient majeure de ce type de mémoire est que, pour l'instant un seul type existe chez un seul fabri-

cant (la 2815 ou 2816 INTEL) et c'est une 2 K-mots de 8 bits. Ceci implique que son prix est encore assez élevé. Cette situation ne va cependant pas durer et sous peu de nombreuses secondes sources vont proposer un produit analogue. Le prix est, par ailleurs, prévu aussi bas que celui de la 2716 actuelle en 1984. Enfin et comme cela semblait logique, cette mémoire a un brochage compatible de celui des 2716, 2732 et la suite.

Résumé de l'étude des ROM

Après la présentation de tant de familles, on peut rester quelque peu désorienté surtout lorsqu'il faut faire un choix pour un montage donné. Nous allons donc résumer ci-après les grands critères à prendre en compte pour cela ; mais, au préalable, nous vous indiquons figure 4 le synoptique interne des ROM et PROM qui, comme vous pouvez le constater ressemble à s'y méprendre à celui des RAM, si ce n'est que les amplificateurs de données ne sont pas bidirectionnels.

Le premier critère à prendre en compte pour le choix d'une ROM est la vitesse de travail. Si elle doit être grande, il faudra choisir des PROM bipolaires donc des PROM fusibles, dans les autres cas, les ROM de tous types seront utilisables. Il faut ensuite voir combien de ROM d'un même type, c'est-à-dire avec le même contenu, seront nécessaires, si ce nombre est faible, il faudra choisir des PROM fusibles ou des UVPROM ou EAROM, dans le cas contraire, ce seront les ROM programmables par masque qui présenteront le plus grand intérêt. Si des critères de consommation entrent en ligne de compte, il faudra faire un compromis entre ceux-ci et les paramètres précédents pour trouver la solution la plus satisfaisante. Il faut savoir, mais nous n'en avons pas parlé car ce sont des produits encore trop peu répandus, qu'il existe quelques PROM C.MOS à fusibles, leur prix est élevé et leur capacité faible ce qui limite, pour l'instant leur intérêt.

Ces généralités étant vues, nous allons maintenant vous proposer une petite présentation des produits les plus couramment utilisés en micro-informatique, un peu comme nous l'avons fait pour les circuits TTL dans un précédent numéro.

ROM et RAM classiques en micro-informatique

Il est bien évident que, devant la profusion de produits qui s'offre à nous, il est impossible de présenter toutes les mémoires susceptibles d'intéresser le micro-informaticien ; par contre, notre expérience nous permet de vous présenter ci-après les circuits qui reviennent dans 90 % des schémas et dont la connaissance est souhaitable car ils finissent par constituer de véritables standards de référence.

Nous allons commencer par les RAM statiques. A l'heure actuelle, deux lignes de produits se partagent le marché, les RAM 4 K-bits organisées en 4 K-mots de 1 bit ou en 1 K-mots de 4 bits et les RAM dites « Bytewide » organisées en 1 K-mots de 8 bits ou 2 K-mots de 8 bits dont le brochage

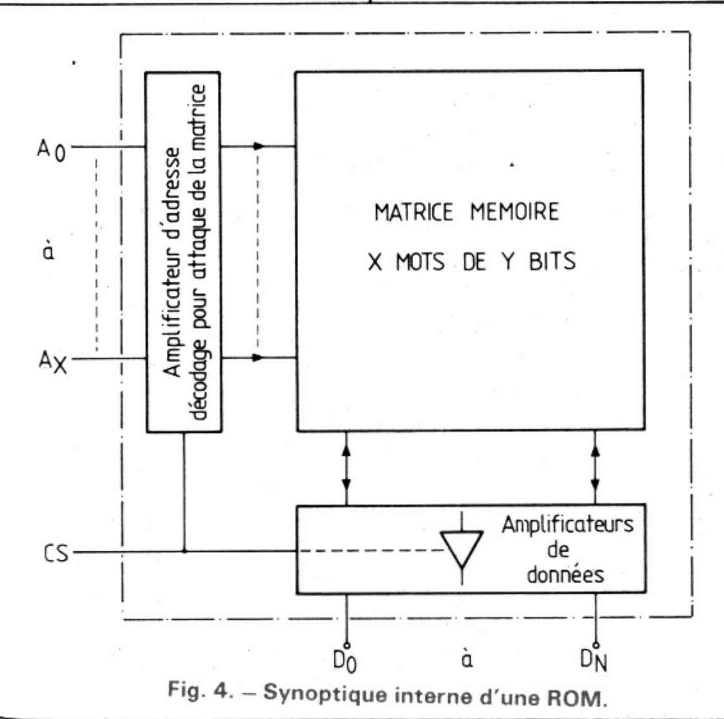
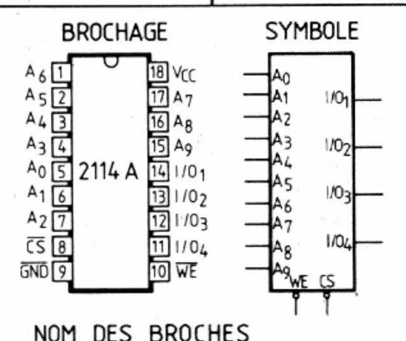


Fig. 4. – Synoptique interne d'une ROM.



NOM DES BROCHES

A0 - A9	ADDRESS INPUTS	VCC	POWER (+5V)
WE	WRITE ENABLE	GND	GROUND
CS	CHIP SELECT		
I/O1 - I/O4	DATA INPUT/OUTPUT		

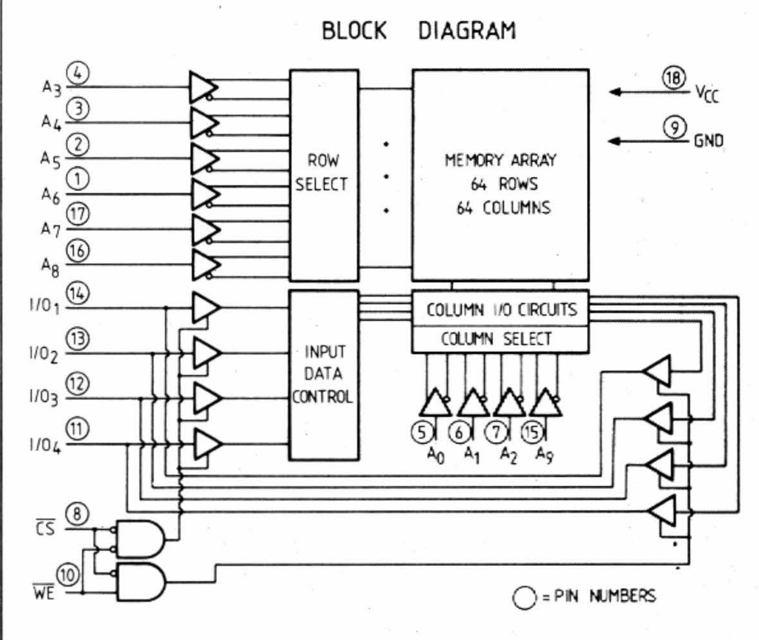


Fig. 5. – Présentation de la 2114 – RAM 1 K-mots de 4 bits (document Intel).

est compatible de celui des UVPROM (voir ci-avant). La mémoire la plus répandue est sans conteste la 2114 que l'on retrouve chez tous les fabricants sous des appellations parfois un peu différentes mais où apparaît bien souvent la racine 2114. Cette mémoire a un aspect indiqué figure 5. C'est une mémoire 1 K-mots de 4 bits et il en faut donc deux en « parallèle » pour réaliser une mémoire 8 bits (nous verrons que les mémoires organisées en mots de 8 bits sont universellement utilisées en micro-informatique). Elle dispose de 10 lignes d'adresses A_0 à A_9 et de 4 lignes de données bidirectionnelles D_0 à D_3, une entrée WE est la ligne écriture/lecture (niveau bas pour une écriture) et une entrée CS ou Chip Select est utilisée pour sélectionner le boîtier quand elle est au niveau bas. Cette mémoire est monotension 5 V et toutes ses entrées/sorties sont compatibles TTL. C'est un circuit MOS et son temps d'accès varie de 100 à 250 ns selon les modèles pour une consommation de l'ordre de 250 mW.

Pour certaines applications, il est préférable d'avoir des circuits organisés en 4 K-mots de 1 bit. Ce sont des mémoires issues des précédentes que l'on retrouve ici encore dans de nombreuses

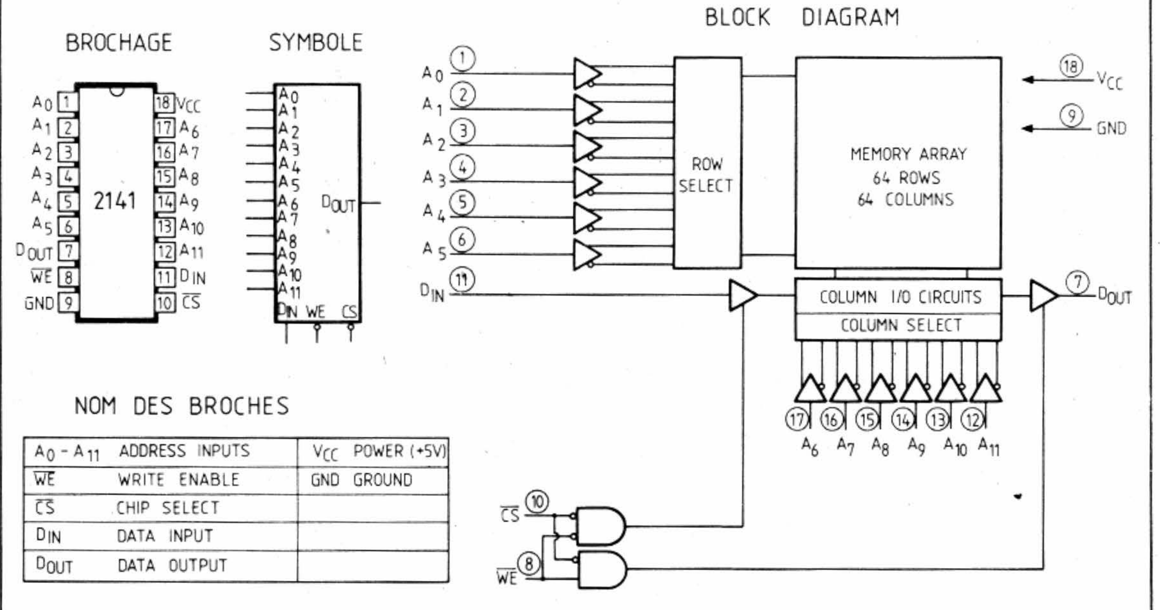
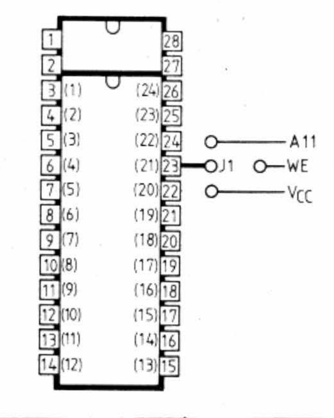


Fig. 6. – Présentation de la 2141 – 4 K-mots de 1 bit (document Intel).

Memory Type	Part Number	Capacity	Package	Jumper J1
ROM	MK34000	2K · 8	24 Pin	NC
ROM	MK37000	8K · 8	28 Pin	A11
ROM		32K · 8 △	28 Pin	A11
RAM	MK4802	2K · 8	24 Pin	WE
RAM		4K · 8 △	28 Pin	A11
RAM	MK4118A 4801A	1K · 8	24 Pin	WE
EPROM	MK2716	2K · 8	24 Pin	VCC
EPROM	MK2764 △	8K · 8	28 Pin	A11

△ available 1981



Pin	4118/A 4801A	4802	34000	2716	4K×8	37000	32K×8	2764
1					NC	NC	A14	NC
2					NC	A12	A12	A12
3 (1)	A7	A7	A7	A7	A7	A7	A7	A7
4 (2)	A6	A6	A6	A6	A6	A6	A6	A6
5 (3)	A5	A5	A5	A5	A5	A5	A5	A5
6 (4)	A4	A4	A4	A4	A4	A4	A4	A4
7 (5)	A3	A3	A3	A3	A3	A3	A3	A3
8 (6)	A2	A2	A2	A2	A2	A2	A2	A2
9 (7)	A1	A1	A1	A1	A1	A1	A1	A1
10 (8)	A0	A0	A0	A0	A0	A0	A0	A0
11 (9)	D0	D0	D0	D0	D0	D0	D0	D0
12 (10)	D1	D1	D1	D1	D1	D1	D1	D1
13 (11)	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2	D2
14 (12)	VSS	VSS	VSS	VSS	VSS	VSS	VSS	VSS

Pin	2764	32K×8	37000	4K×8	2716	34000	4802	4118A 4801A
28	VCC	VCC	VCC	VCC				
27	NC	NC	NC	WE				
26 (24)	NC	A13	NC	NC	VCC	VCC	VCC	VCC
25 (23)	A8	A8	A8	A8	A8	A8	A8	A8
24 (22)	A9	A9	A9	A9	A9	A9	A9	A9
23 (21)	A11	A11	A11	A11	VPP	NC	WE	WE
22 (20)	OE VPP	OE	OE	OE	OE	OE	OE	OE
21 (19)	A10	A O	A10	A O	A10	A10	A10	NC
20 (18)	CE	CE	CE	CE	CE	CE	CE	CE
19 (17)	D7	D7	D7	D7	D7	D7	D7	D7
18 (16)	D6	D6	D6	D6	D6	D6	D6	D6
17 (15)	D5	D5	D5	D5	D5	D5	D5	D5
16 (14)	D4	D4	D4	D4	D4	D4	D4	D4
15 (13)	D3	D3	D3	D3	D3	D3	D3	D3

Parenthesis Indicates Pin Number of 24 Pin Packages
24 Pin Devices are Lower Justified in Pins 3 Thru 26 of 28 Pin Socket

Fig. 7. – Tableau de présentation du concept Bytewide : compatibilité RAM, ROM, EPROM.

applications et chez de nombreux fabricants sous des références qui sont, par contre, très diverses telles que 2141 chez Intel, TMS 4044 chez Texas, MCM 6641 chez Motorola, etc.

La figure 6 présente ces mémoires qui, mis à part l'organisation, ressemblent de très près aux précédentes. Il y a évidemment 2 lignes d'adresses de plus et l'entrée des données est distincte de la sortie, de la place étant disponible sur le boîtier. Les temps d'accès s'échelonnent ici aussi de 100 à 250 ns et la consommation oscille aux alentours de 200 mW.

Les derniers types de RAM statiques utilisées très largement sont ceux issus de la famille Bytewide, proposée à l'origine par Mostek et reprise depuis par de nombreux fabricants. Comme le montre la figure 7, ce concept permet de disposer de mémoires RAM, ROM programmables par masque et UVPROM ayant des brochages identiques à très peu de choses près, ce qui permet de réaliser des cartes mémoires universelles pouvant recevoir, en déplaçant seulement quelques straps, toutes les mémoires de cette famille. Pour ce qui est des RAM, la 4118/4801 et la 4802 sont largement répandues. La figure 8 présente la 4118/4801 et la figure 9 la 4802. Ce sont respectivement des 1 K-mots de 8 bits et 2 K-mots de 8 bits en technologie MOS mais dont les temps d'accès peuvent être aussi faibles que 55 ns ce qui est remarquable.

Ces mémoires disposent respectivement de 10 et 11 lignes d'adresses, d'une ligne WE (lecture/écriture, écriture à l'état bas), de 8 lignes d'entrées/sorties de données et de deux lignes baptisées CE et OE. CE est le Chip Enable c'est-à-dire la ligne qui active le boîtier quand elle est mise à l'état bas et OE est l'Output Enable, c'est-à-dire la ligne qui autorise les entrées/sorties à fonctionner en sorties lorsque la mémoire est en lecture. Le temps d'accès va de 55 ns à 100 ns pour une consommation de l'ordre de 400 mW. L'alimentation est évidemment monotension 5 V.

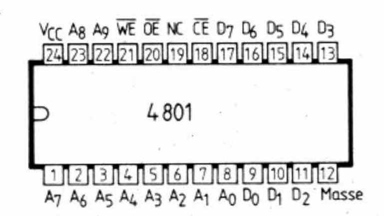


TABLE DE VERITE

CE	OE	WE	MODE	D_x
1	x	x	Non sélectionnée	Haute impédance
0	x	0	Ecriture	Entrées et données
0	0	1	Lecture	Sorties de données
0	1	1	Lecture	Haute impédance

Fig. 8. – Présentation de la 4801 – 1 K-mots de 8 bits.

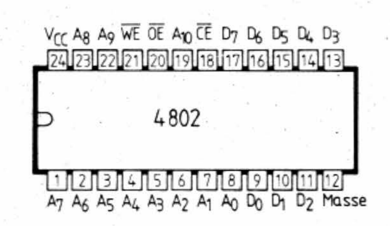
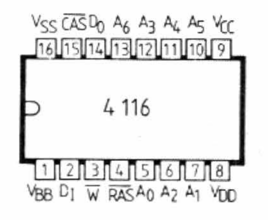


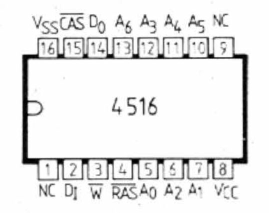
TABLE DE VERITE

CE	OE	WE	MODE	D_x
1	x	x	Non sélectionnée	Haute impédance
0	x	0	Ecriture	Entrées de données
0	0	1	Lecture	Sorties de données
0	1	1	Lecture	Haute impédance

Fig. 9. – Présentation de la 4802 – 2 K-mots de 8 bits.



	NOM DES BROCHES
A_0 à A_6	Adresses
D_2	Entrée de données (data IN)
D_0	Sortie de données (data Out)
RAS	ROM address strobe
CAS	Column address strobe
V_{BB}	– 5 V
V_{DD}	+ 12 V
V_{CC}	+ 5 V
V_{SS}	masse

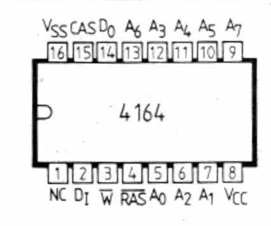


	NOM DES BROCHES
A_0 à A_6	Adresses
D_1	Entrée de données (data In)
D_0	Sortie de données (data Out)
RAS	ROM address strobe
CAS	Column address strobe
V_{CC}	+ 5 V
V_{SS}	Masse

Fig. 10. – Présentation des 4116 et 4516 – RAM dynamiques 16 K-mots de 1 bit.

Pour ce qui est des RAM dynamiques, trois produits dominent actuellement le marché, encore que les deux premiers soient en voie d'extinction. Ce sont les mémoires 16 K-mots de 1 bit avec la 4116 (tri tension) et la 4516 (identique mais monotension) et, depuis peu, la 4164 qui est une 64 K-mots de 1 bit monotension. La figure 10 présente les 4116 et 4516 tandis que la figure 11 présente la 4164. Ces mémoires ont des performances identiques avec une légère supériorité pour la 4164 ce qui, conjugué à son alimentation monotension et à sa capacité quadruple de celle des deux autres types, la fait préférer pour toutes les nouvelles applications d'autant que son prix est en chute libre !

Côté PROM, il n'y a pas de PROM standard dans la catégorie PROM fusibles chaque cas étant un cas particulier. Par contre côté UV-PROM, la 2716 et la 2732 sont universellement adoptées, la 2764 n'étant pas encore très répandue à cause de son prix élevé. Le temps d'accès est, sauf cas particulier, de l'ordre de 450 ns et la consommation est de l'ordre de 500 mW.



	NOM DES BROCHES
A_0 à A_7	Adresses
D_1	Entrée de données (data In)
D_0	Sortie de données (data Out)
RAS	ROM address strobe
V_{cc}	+ 5 V
V_{ss}	Masse

Fig. 11. – Présentation de la 4164 – RAM dynamique 64 K-mots de 1 bit.

Ce petit panorama s'arrête là ; les mémoires présentées étant les « classiques » actuelles de la micro-informatique. Nous allons voir que ces boîtiers reviendront très souvent dans les schémas que nous allons analyser et réaliser dans la suite de cette étude.

Conclusion

Nous en avons terminé avec l'étude des mémoires appliquées à une utilisation micro-informatique. Le mois prochain nous allons voir un circuit qui a fait couler beaucoup d'encre et qui effraie encore, à tort, nombre de gens, même ayant de solides connaissances en électronique : le microprocesseur.

(à suivre)

C. TAVERNIER

FILIERE ELECTRONIQUE :

PROPOSITIONS POUR LES ANNEES 80

LE rapport de synthèse de la Mission « Filière électronique », présidée par M. Abel Farnoux, qui vient d'être présenté par M. J.-P. Chevènement, ministre d'Etat, ministre de la Recherche et de la Technologie, et M. Louis Mexandeau, ministre des PTT, marquera vraisemblablement l'orientation de l'électronique française au cours des années futures. A ce titre, de larges extraits de ce rapport devraient intéresser une majorité de nos lecteurs eux-mêmes versés, par prédilection ou nécessité, dans ce vaste secteur de notre activité industrielle et économique.

Une stratégie globale

Tous les secteurs de l'électronique sont d'ores et déjà interdépendants, ce qui n'était pas le cas il y a vingt ans. Cette synergie n'ira qu'en s'accroissant. La Filière électronique constitue donc un tout et ne peut être traitée que globalement.

La Mission estime que la France doit refuser de se plier à une politique de créneaux. Il faut mettre en œuvre une stratégie d'ensemble de redressement de la Filière, qui passe d'abord par le développement de nos points forts : **Matériel professionnel, Télécommunications-télématique.** Ce n'est qu'en maintenant ces deux secteurs au **meilleur niveau mondial,** ce qui **implique** que l'on **n'ampute pas les budgets** déjà insuffisants de la DGA et de la DGT consacrés à la Recherche-Etude-Développement et aux Investissements, que l'on pourra redresser la situation des secteurs plus faibles. Parmi ceux-ci, il conviendrait de faire un effort de rattrapage sur les quatre grands secteurs suivants :

- **L'Informatique-bureautique** ne peut être délaissée. Les efforts faits jusqu'à ce jour sont sans commune mesure avec ce qu'il aurait fallu faire. Ce secteur mérite d'être traité par l'Etat comme celui des Télécommunications-télématique : c'est-à-dire avec les mêmes budgets de Recherche-Etude-Développement et Investissements.

Sur ce secteur, les entreprises devraient consacrer, dès 1983, la même somme en Recherche-Etude-Développement que le secteur Télécommunications-télématique. Des restructurations industrielles devront permettre une meilleure synergie avec le domaine voisin Télécommunications-télématique, autour du pôle principal CII-HB.

- **Les automatismes :** la compétitivité de l'ensemble de l'industrie dépend de ce secteur. Il conviendrait de tripler l'effort annuel en Recherche-Etude-Développement d'ici 1986.
- **Le Grand Public.** Par son impact sur le citoyen, par les volumes en jeu, par ses retombées sur les industries des programmes et des composants, ce secteur ne peut être abandonné. Toutefois, les sommes en jeu et les caractéristiques du marché – la France consacre à la Recherche-Etude-Développement de ce secteur 25 fois moins que le Japon – exigent, si l'on veut rattraper le retard, une coopération et une normalisation européennes immédiates, toute autre solution étant un leurre.
- **Les composants.** La stratégie de recherche, comme les structures industrielles, ne sauraient être définies qu'en étroite liaison avec les objectifs assignés aux autres secteurs (Professionnel, Automatismes, Télécommunications-télématique, mais aussi et peut-être surtout Informatique-Bureautique et Grand Public). Sans une industrie des composants forte et innovatrice, l'industrie électronique française n'atteindra pas ses objectifs, sans la garantie du marché composants d'une industrie puissante, du Grand Public et de l'Informatique, etc., la France ne rattrapera pas son retard dans les composants.

Deux secteurs, difficilement reconnus comme tels par la Communauté de la Filière, jouent un rôle particulier : le **Logiciel** et les **Systèmes d'information** (dont les banques de données), sont des activités à part entière qui participent au **développement de tous les secteurs** de la Filière, du Militaire au Grand Public. Ce caractère transectoriel explique le peu de cas qui a été fait jusqu'à présent de ces industries. Or, le logiciel joue un rôle crucial. Au-delà de la configuration des machines, c'est lui qui déterminera la valeur des informations véhiculées. **De l'indépendance nationale aux conditions de travail,** les principaux aspects politiques, sociaux et culturels du développement de la Filière dépendent du contrôle de cette « industrie des contenus et des programmes ». De même, les **systèmes d'information** vont connaître un développement sans précédent. Leur influence sera telle, et leur contrôle peut être si facilement atteint, qu'il serait grave de ne pas y attacher l'importance méritée.

Cette **stratégie globale,** qui ne laisserait de côté aucun sec-

teur névralgique de la Filière, doit être menée à tous les niveaux : recherche, industrie, coopérations internationales, politiques d'accompagnement, en veillant à ce que les synergies jouent à plein et que chaque action soit cohérente avec la politique de l'ensemble de la Filière. Une telle stratégie est non seulement une nécessité **(si la France devait ne pratiquer une stratégie globale que sur une seule industrie, elle devrait choisir la Filière électronique)**, mais elle est aussi la plus économique dans la mesure où les synergies sectorielles et transectorielles seront utilisées.

La Mission préconise une action dans trois directions : **un accroissement global** de l'effort financier en Recherche-Etude-Développement ; une **valorisation de chaque franc investi** grâce à une meilleure gestion et une **restructuration** des organismes de **recherche** travaillant sur l'électronique.

● **Effort financier.** En 1980, l'ensemble des dépenses de la Filière française (1) a été de 12 milliards de francs. Il convient d'accroître l'efficacité en Recherche-Etude-Développement et, si nécessaire, son montant en francs constants, de telle sorte que l'amélioration effective soit de 50 % en six ans (ce qui est en rapport avec les objectifs globaux du gouvernement).

● **Restructurer la recherche :** la Mission considère nécessaire à une stratégie globale de redressement une restructuration de la recherche permettant des cheminements sectoriels continus, Enseignement général, Enseignement spécialisé, Recherche générale, Centres d'études spécialisés, Transferts de technologie, Industrie, Commerce, qui ont fait le succès des secteurs Télécommunications-télématique et Matériel professionnel.

● **Valoriser chaque franc investi en Recherche-Etude-Développement :** pour assurer une meilleure gestion des fonds publics, la Mission estime qu'un certain nombre de principes devraient être respectés :

— Ne lancer aucune action de soutien public qui ne soit intégrée dans la stratégie globale de redressement.

— Consacrer en priorité le soutien public à la Filière électronique aux sociétés françaises et non aux filiales françaises de groupes étrangers, ceci n'excluant pas, au contraire, de conclure avec des groupes étrangers, comme tels, des accords conduisant à des coopérations.

Pour faire en sorte que chaque franc investi soit valorisé, la Mission préconise le lancement de projets nationaux qui, dans le cheminement sectoriel horizontal, rempliront ce rôle inappréciable de transferts de technologies. Ils associeraient, sous la forme de « Groupement d'Intérêt public » — GIP — ou de « Groupement d'Intérêt économique » — GIE — ou de « Société de Développement Industriel » — SDI — des équipes de recherche publiques ou privées, à des industriels et des utilisateurs pour lancer des produits nouveaux impliquant un saut technologique, l'industrialisation et la commercialisation restant de la compétence des partenaires industriels.

Sur un projet bien défini, les équipes concernées seraient mobilisées, sous la responsabilité d'un chef de projet. Cette méthode devrait permettre de décloisonner la recherche et l'industrie, et d'intégrer dans la conception même d'un produit nouveau les notions d'industrialisation et de commercialisation. Le Projet national est l'organisation de transfert de technologie la plus économique et la plus efficace que nous ayons trouvée. Il s'inspire largement des méthodes de travail qui ont fait leurs preuves dans les télécommunications et le matériel professionnel. Il transpose dans le contexte français les méthodes utilisées au Japon et aujourd'hui intensifiées aux Etats-Unis.

Ceci implique que la proportion d'aides publiques non affectée à des projets nationaux (2) décroisse rapidement et que les méthodes de distribution de ces aides soient revues.

Industrie

● **Restructuration du secteur :** comme celui de la Recherche, la restructuration du secteur industriel doit tenir compte de l'interdépendance entre les différents domaines de la Filière. Elle doit aboutir à des structures engendrant des synergies entre secteurs voisins tout en stimulant la compétitivité entre les différentes entités industrielles, compétitivité qui devra tenir compte de l'existence des acteurs étrangers. Dans certains cas, il faudra donc reconsidérer les conditions d'une concurrence franco-française souvent artificielle, alors que la bataille est internationale. Bien évidemment, les restructurations et ajustements de frontières des sociétés nationalisées de la Filière (de la compétence du ministre de l'Industrie) ne peuvent être étudiés qu'après conclusion des négociations, avec H.I.S. et I.T.T., dont ils ont à tenir compte. La Mission recommande que les structures du secteur composants soient étudiées en fonction de celles des secteurs produits finis qui, finalement, le conditionnent.

● **Implantations à l'étranger :** avec un marché intérieur égal à 6 % seulement du marché mondial, l'industrie électronique française ne peut accéder au troisième rang mondial qu'en s'implantant fortement sur les marchés étrangers. L'implanta-

(1) Par Recherche-Etude-Développement de la Filière française, on entend l'ensemble des dépenses en Recherche-Etude-Développement, y compris les investissements nécessaires à la recherche et aux études des sociétés françaises de la Filière (filiales françaises de groupes étrangers exclues).

(2) Voir tableau III, liste des quatorze Projets nationaux.

TABLEAU I

LA FILIERE ELECTRONIQUE FRANÇAISE DANS LE MONDE

● Le tableau ci-dessous présente les chiffres d'affaires et le marché de la Filière électronique des Etats-Unis, du Japon, de l'Europe de l'Ouest et du reste du monde en 1980 (avec un dollar calculé à 5 F).

(en milliards de francs)

PAYS	Production	%	Marché	%	Solde commercial	Part de la Filière électron. dans le P.I.B. du pays
ETATS-UNIS	668	46	648	45	+ 20	3,5 %
JAPON	228	16	164	11	+ 64	3,7 %
EUROPE DE L'OUEST	379	26	409	28	− 30	
dont − RFA	113	8	113	8	−	3,3 %
− FRANCE	83	6	82	6	− 1	3,0 %
− G.B	74	5	75	5	− 1	3,8 %
Autres pays (1)	175	12	229	16	− 54	
Monde (1)	1 450	100	1 450	100	−	

Source : DIELI — FIEE

(1) Comecon et Chine exclus.

● Ce tableau fait apparaître :

— le poids globalement dominant des Etats-Unis (45 % du marché et 46 % de la production mondiale) et leur excédent commercial de 20 milliards de francs ;

— la deuxième place de l'Europe (28 % du marché et 26 % de la production mondiale) et son déficit commercial de 30 milliards de francs ;

— la troisième place du Japon (11 % du marché et 16 % de la production mondiale) et son excédent commercial de 64 milliards de francs ;

— la deuxième place, en Europe, de la France, derrière l'Allemagne Fédérale et, de peu, devant la Grande-Bretagne ; la France se situe ainsi au quatrième niveau mondial ;

— il faut souligner enfin, que la Filière électronique tient, dans l'économie française, une place inférieure à celle qu'occupent les filières de ses principaux concurrents dans leur économie respective.

tion à l'étranger de nos groupes industriels doit donc être poursuivie, des coopérations recherchées.

Pour qu'un industriel soit compétitif au niveau international, il faut aujourd'hui, dans un groupe de produits donnés, que sa production et son marché soient compris entre 6 et 10 % du marché mondial. Aucune compagnie française ne peut prétendre à cette part du marché, sur aucun secteur, sans des implantations à l'étranger. L'implantation à l'étranger doit donc être une règle dans les secteurs moteurs de la Filière.

Aucune compagnie au monde, d'aucun pays, n'a expatrié son centre de recherche, ses chaînes pilote, ni sa production de base. Pas plus IBM que Philips, pas plus Matsushita/JVC que Hitachi. En revanche, tous ces grands groupes utilisent leurs implantations dans les pays industrialisés comme autant de « sources » technologiques. La Mission place au premier rang, pour les localisations d'implantations à l'étranger, les Etats-Unis, à la fois par la dimension de leur marché (en gros, dix fois la France et la moitié du monde) et par leur richesse technologique (numéro un mondial). Les implantations actuelles de la Filière aux Etats-Unis sont insuffisantes et surtout inadaptées aux objectifs à moyen et long termes de coopération entre l'Europe et les Etats-Unis.

• **Coopérations européennes et internationales :** pour des raisons politiques, économiques et culturelles, la Mission recommande de construire des coopérations en s'appuyant en priorité sur les possibilités européennes. Le marché européen représente d'ailleurs, dans son ensemble, près de 30 % du marché mondial et est en passe de devenir le premier marché du monde dans certains secteurs. Parmi ceux-ci le Grand Public, qui, en tout état de cause, ne sera revitalisé qu'au travers d'alliances et de coopérations européennes sur les nouveaux produits. L'effort est tel que les Européens savent que, faute de s'unir, ils devront subir la domination du Japon ou des Etats-Unis. L'enjeu est tel que la politique dite du « retard contrôlé » qui consiste à importer japonais ou américain pour produire ensuite sous licence, et qui a jusqu'ici échoué dans ce domaine, ne peut plus être tentée. La France dispose des forces commerciales et techniques suffisantes pour négocier une coopération égalitaire mondiale avec les Européens. Technologiquement unie, l'Europe peut prendre la tête des nouveaux produits Grand Public dont l'impact sur notre civilisation et notre culture sera considérable (3).

La stratégie globale de redressement de la Filière électronique sera un succès réel si elle entraîne une stratégie globale européenne de la Filière.

C'est l'espoir d'un nombre croissant d'électroniciens et d'industriels européens.

Politiques d'accompagnement

L'accroissement des moyens en Recherche-Etude-Développement, la restructuration de l'appareil industriel et commercial et l'augmentation des investissements ne serviront à rien sans de solides politiques d'accompagnement.

Accompagner le développement de la Filière électronique, c'est d'abord, bâtir **une véritable politique d'achats et d'homologations.** De la part de l'Etat, mais aussi des industriels concernés, notamment nationalisés. Une « préférence » qu'il serait bon que les pays européens pratiquent également au bénéfice des produits électroniques européens. Les entreprises japonaises ont toutes pratiqué une politique d'achat obligatoire de leurs composants au Japon, voire d'abord dans leurs propres divisions composants. Philips, seul groupe européen à avoir pratiqué la même politique, est aujourd'hui le seul Européen qui occupe une place importante sur le marché mondial des composants. Une telle politique d'achat, qui ne coûte aucun effort supplémentaire, représente le moyen privilégié de lancement de nouveaux produits.

Accompagner le développement de la Filière électronique, c'est aussi **lancer un vigoureux effort de formation.** Ce problème est peut-être le principal goulot d'étranglement au développement de la Filière. Qu'il s'agisse d'emplois créés ou d'emplois supprimés, la Filière bouleverse les métiers et les qualifications. Seul, un système de formation, à la fois structuré et souple, permettra de faire face à ce défi. Compte non tenu de l'appareil de formation permanente

(3) Notons au passage qu'alors même que les émissions TVC ont démarré en Europe 13 ans après les Etats-Unis et 11 ans après le Japon, les techniques et produits nouveaux ont été développés en Europe plus tôt qu'au Japon et en même temps qu'aux Etats-Unis.

privé, le déficit cumulé de formation pourrait avoisiner 400 000 personnes à l'horizon 1986.

Une restructuration très profonde du système éducatif est donc indispensable. Dans l'immédiat, deux décisions devraient être prises :

- **Doter chaque secteur de la Filière d'une école nationale supérieure spécialisée** (à l'image de l'Ecole nationale supérieure des télécommunications pour le secteur Télécommunications-télématique), soit par adaptation de structures existantes, soit par création.
- **Lancement d'un plan de rattrapage permettant de combler dans les 30 mois qui viennent le déficit en matière de formation.** Ce plan devrait toucher 12 000 personnes : ingénieurs, techniciens, mais aussi représentants du personnel, ces derniers devant être formés aux technologies dont ils auront pour tâche de négocier la mise en œuvre dans les entreprises.

Accompagner le développement de la Filière électronique, c'est enfin **lancer un important programme de recherche ergonomique** afin de réfléchir (et d'agir) sur l'amélioration des conditions de travail, et l'acceptabilité des produits par la population en intervenant dès le stade de la conception. Cette recherche pourra déboucher sur de nouvelles générations de produits et machines qui concerneront des millions d'hommes et de femmes françaises à l'horizon 1990.

TABLEAU II

LE POIDS DES CONCURRENTS ETRANGERS DE LA FILIERE

CHIFFRE D'AFFAIRES	représente X fois le marché français de la Filière	représente Y fois le C.A. électronique des sociétés françaises de la Filière	représente Z fois le C.A. électronique des sociétés nationalisées de la Filière	% du C.A. en électronique
ATT (y compris sa filiale W.E.)	3,8	5,5	7,6	100 %
ATT (sans sa filiale W.E)	3	4,5	6	100 %
IBM	1,6	2,3	3,2	100 %
GENERAL ELECTRIC	1,55	2,25	3,1	60 %
ITT	1,5	2,3	3	17 %
PHILIPS	1,15	1,7	2,3	90 %
SIEMENS	1,05	1,5	2,1	50 %
MATSUSHITA	0,8	1,2	1,6	90 %
HITACHI	0,8	1,2	1,6	50 %
GTE	0,6	0,8	1,2	90 %
TOSHIBA	0,6	0,8	1,2	60 %
CGE (toutes activités et filiales françaises et étrangères consolidées	0,55	0,8	1,15	20 %
THOMSON (toutes activités et filiales françaises et étrangères consolidées)	0,43	0,6	0,9	85 %
MATRA (toutes activités et filiales françaises et étrangères)	0,18	0,26	0,37	10 %

TABLEAU III

PROJETS NATIONAUX

Projet national n° 1 :	Grand ordinateur scientifique et industriel français.
Projet national n° 2 :	Briques de base de mini et micro informatique.
Projet national n° 3 :	Système d'Electronique Grand-Public.
Projet national n° 4 :	Visualisation.
Projet national n° 3 :	Ergonomie de l'informatisation.
Projet national n° 6 :	Enseignement assisté par ordinateur.
Projet national n° 7 :	Communications multiservices.
Projet national n° 8 :	Réseau de communications à large bande d'information.
Projet national n° 9 :	Conception et fabrication assistées de très grands circuits intégrés.
Projet national n° 10 :	Ingéniérie conception et fabrication assistées par ordinateurs.
Projet national n° 11 :	Module de traitement de la parole.
Projet national n° 12 :	Module électrophotographique.
Projet national n° 13 :	Edition électronique.
Projet national n° 14 :	Traduction assistée par ordinateur.

Pour un secrétariat d'Etat à la Filière électronique

On l'a vu, la communauté de la Filière électronique française est un ensemble humain de fonctionnaires rattachés à divers organismes et ministères, d'industriels « nationalisés » et d'autres « privés », de « coopérants » étrangers en France, de « coopérants » français à l'étranger.

L'importance des cohérences et des synergies à créer est telle, la coordination à effectuer est d'une telle dimension, que la tentation est grande de recommander de profondes restructurations des administrations de tutelle, dans le sens de l'unification.

Le cri d'alarme pour l'électronique européenne et l'appel d'espoir à une stratégie globale et européenne de redressement, que se veut ce message, seraient finalement très nuisibles s'ils avaient pour conséquence la constitution d'une superstructure centralisatrice.

En revanche, la stratégie globale de redressement exige, pour réussir, une unité de mise en œuvre. Cette mise en œuvre passe par une première série de mesures à prendre dans les mois à venir et par d'autres se succédant sur une période de dix ans.

La continuité de l'effort, la cohérence des actions, la garantie du respect des objectifs fixés, nécessitent la mise en place d'une autorité politique.

Pour répondre à ces exigences, la Mission recommande la création d'un secrétariat d'Etat à la Filière électronique. Doté d'une structure légère, il serait chargé d'informer et de s'informer, d'impulser, de coordonner l'action des divers acteurs de la Filière, de faire faire et non de faire, d'assurer la nécessaire veille technologique, d'assumer la coordination en laissant aux acteurs la responsabilité et le bénéfice du succès.

Extraits du rapport de synthèse de la Mission Filière Electronique présidée par M. Abel Farnoux

Le compuphone Comoc 378

Le compuphone 378 est un appareil qui permet de mettre en mémoire 64 numéros de téléphone (16 chiffres max. par numéro). Il offre la possibilité d'utiliser le téléphone en mains libres, c'est-à-dire sans qu'il soit nécessaire de tenir le téléphone, une touche « secret » permet de supprimer momentanément cette possibilité pour des conversations privatives.



Caractéristiques

– Affichage lumineux de chiffres composés (jusqu'à 10 chiffres).
– Réglage de la puissance de la sonnerie.
– Répertoire incorporé.
– Alimentation : secteur 220 V.
– Consommation : 5 W.
– Dimensions : 220 × 208 × 95 mm.

PRESSE ETRANGERE

SL6700 un nouveau circuit intégré à usages multiples

Introduit récemment sur le marché par **Plessey**, ce circuit intégré peut remplir les fonctions suivantes dans un récepteur AM : amplificateurs F.I. sur 10,7 MHz et sur 455 kHz pouvant être utilisés dans un « super » à double changement de fréquence ou dans un récepteur normal, les deux amplificateurs pouvant être connectés en cascade et employés sur des fréquences jusqu'à 25 MHz, en faisant appel à des filtres céramiques, par exemple ; dispositif de C.A.G. retardée ou non, avec la possibilité de régler le seuil de déclenchement si nécessaire ; détecteur AM avec la sortie B.F. ; mélangeur, utilisable pour obtenir une F.I. de l'ordre de 455 kHz soit à partir d'un signal capté par l'antenne et d'un oscillateur local, monté séparément, soit à partir d'un signal F.I. de 10,7 MHz et d'un signal de 10,245 MHz provenant d'un oscillateur séparé.

En dehors de cela, le circuit SL6700 peut constituer la partie F.I. d'un récepteur AM/SSB/CW, un générateur de signal SSB ou encore un récepteur de signaux de télécommande sur 27 MHz.

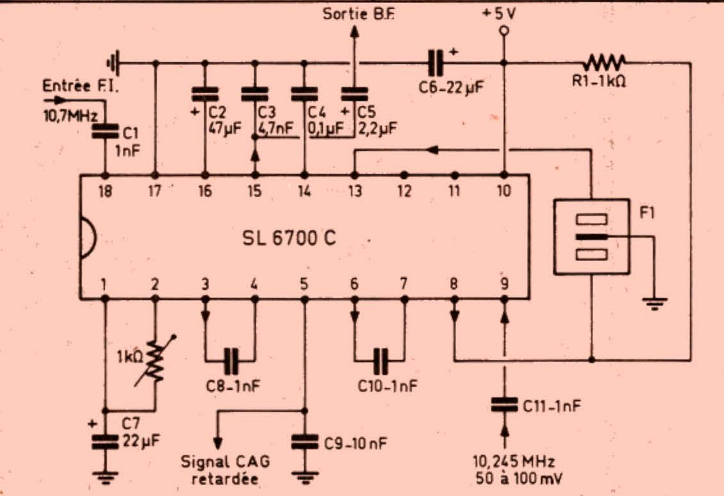


Fig. 1

Le schéma de la figure 1 représente un exemple d'utilisation du circuit SL6700 dans un récepteur à double changement de fréquence. Le premier signal F.I. est appliqué à la broche 18 et les deux amplificateurs F.I. sont réunis en série par C_8 placé entre les broches 3 (sortie du premier amplificateur) et 4 (entrée du second). La sortie de ce dernier (broche 6) est reliée par C_{10} à l'entrée du mélangeur, qui reçoit, sur la broche 9, un signal de 10,245 ou 11,155 MHz, provenant d'un oscillateur séparé, de façon qu'on dispose, sur la broche 8 d'un signal sur 455 kHz, qui est envoyé directement à l'entrée du détecteur (broche 13) à travers le filtre céramique F_1.

La résistance ajustable de 1 kΩ placée entre les broches 1 et 2 permet de régler le seuil de déclenchement de la C.A.G. retardée dont la tension, disponible sur la broche 5, est d'autant plus positive que le signal F.I. présente une amplitude plus élevée. Il est probablement possible d'utiliser cette tension pour commander un indicateur d'accord.

Le schéma de la figure 2 représente la partie H.F. et F.I. d'un récepteur ne faisant appel qu'à un seul changement de fréquence et à une seule valeur de la F.I. (455 kHz). Le circuit d'entrée L_1 peut être réalisé sur une antenne ferrite, la commutation éventuelle P.O-G.O. n'étant pas indiquée sur le schéma.

L'oscillateur utilise un transistor T_1, qui peut être un **n-p-n** petite puissance de n'importe quel type (BC107, BC547, etc.), associé au bobinage L_2 et à la section C_2 d'un condensateur variable double. Il est évidemment nécessaire que l'ensemble L_1C_1 et L_2C_2 réponde aux conditions de la commande unique.

Le mélangeur reçoit donc le signal incident sur 7 et celui de l'oscillateur sur 9, de sorte qu'à sa sortie (8) on dispose d'un signal F.I. de 455 kHz, que l'on envoie à l'entrée F.I. (18) à travers le filtre céramique F_1. Les deux amplificateurs F.I. sont connectés en série, comme dans la figure 1, mais à travers le filtre céramique F_2 et la sortie de l'amplificateur F.I. (6) est couplée à l'entrée du détecteur (13) à travers un troisième filtre céramique F_3. La C.A.G. utilisée ici est du type non retardée.

Si le récepteur dont fait partie le montage de la figure 2 comporte une ou plusieurs gammes O.C., il est recommandé de prévoir un étage amplificateur H.F. entre l'antenne et le circuit L_1C_1, de préférence un étage accordé afin d'atténuer le plus possible les fréquences-images.

La tension d'alimentation normale du circuit SL6700 doit être comprise entre 4,5 et 5 V, ce qui correspond à peu près à quatre éléments CdNi en série. On peut aller un peu plus loin, jusqu'à 6 V, par exemple, mais sans oublier que la tension maximale admissible, même pour un temps très court, est de 7 V.

d'après B. Dance, Funkschau (R.F.A.) 5.1981

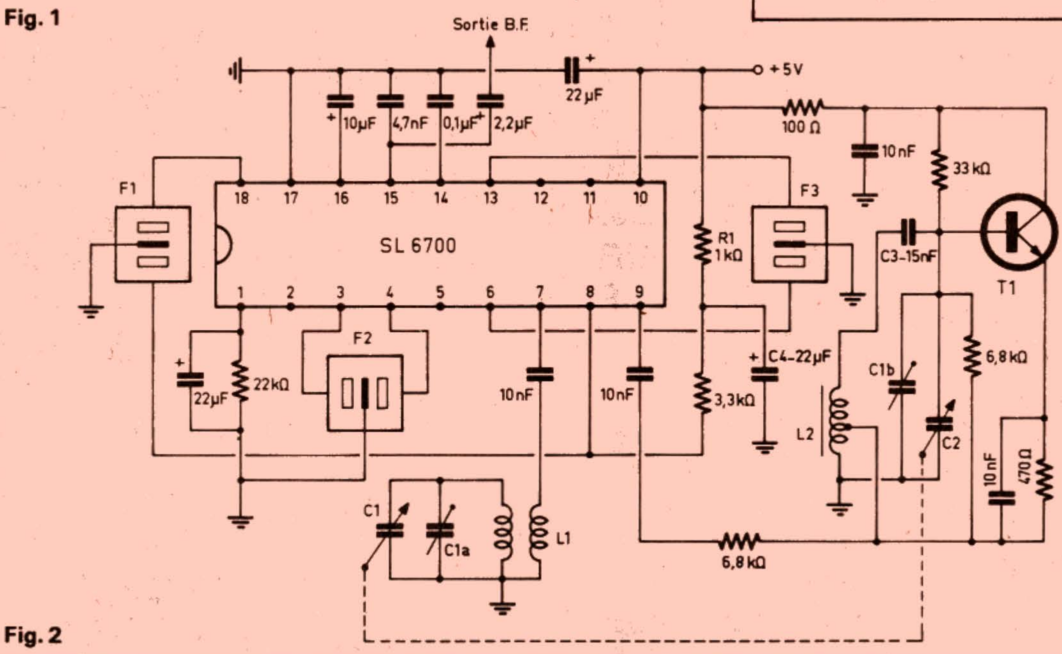


Fig. 2

PROMOTION jusqu'à fin juillet - Economie 20 à 50 %

INSTALLEZ VOUS-MEME VOTRE SYSTEME D'ALARME et de protection.

BLOUDEX vous offre son service ASSISTANCE-CONSEIL pour tous vos problèmes de sécurité

NOUVELLE GAMME de matériel de sécurité et de protection antivol SANS FIL.

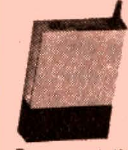
- Centrale d'alarme télécommande digitale
- Détecteur de présence à télécommande digitale
- Détecteur d'ouverture, instantanée ou retardée
- Emetteur-récepteur

Exemple de prix

COMMANDE A DISTANCE

Codée, 259 combinaisons pour porte de garage ou autre applications. Circuit normalement fermé ou normalement ouvert. Alimentation récepteur 12 ou 24 V - Alimentation émetteur 9 V PORTEE 100 m
L'ENSEMBLE émetteur/récepteur .... **780 F**

MICRO EMETTEUR



DEPUIS **450 F** frais port 25 F

Documentation complète contre 10 F en timbre.

INTERRUPTEUR SANS FIL portée 100 mètres

Nombreuses applications (porte de garage, éclairage jardin, etc.) Alimentation du récepteur : entrée 220 V sortie 220 V, 500 W EMETTEUR alimentation pile 9 V **AUTONOMIE 1 AN**



450 F Port 25 F

PASTILLE EMETTRICE

Vous désirez installer rapidement et sans branchement un appareil d'écoute téléphonique et l'émetteur doit être invisible. S'installe sans branchement en cinq secondes (il n'y a qu'à changer la capsule). Les conversations téléphoniques des deux partenaires sont transmises à 100 m.

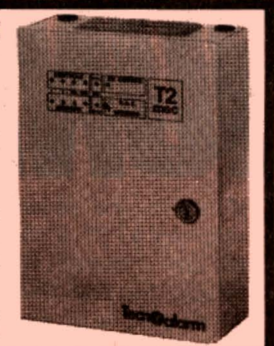


PRIX : nous consulter

CENTRALE D'ALARME CT 02

- 2 zones individuelles de détection avec mémorisation d'alarme sur chaque zone
- Circuit analyseur sur chaque voie pour contact inertiel
- Temporisation d'entrée et durée d'alarme réglable
- Détection : un circuit détecteur immédiat, un circuit de détection retardé, un circuit de détection et contrôle 24 h/24 h de l'ensemble des détecteurs RADAR-CONTACT NF, contact inertiel et avertiseur d'alarme
- Alimentation : **entrée** 220 V, chargeur régulé en tension et courant ; **sortie** 12 V pour RADAR hyperfréquence, RADAR infra-rouge, sirène extérieure auto-alimentation, autoprotégée. Sortie pré-alarme, sortie pour éclairage des lieux et transmetteur téléphonique

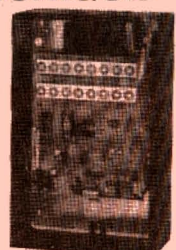
1 900 F Franco de port



TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE

agréé PTT avec message priorité de ligne, 2 n° d'appel

3 850 F
Frais de port 35 F



COMMANDE AUTOMATIQUE D'ENREGISTREMENT TELEPHONIQUE

non homologué

Se branche simplement entre un fil d'arrivée de la ligne téléphonique (en série) et l'enregistreur magnétophone (modèle standard). Vous décrochez votre téléphone et l'enregistrement se fait automatiquement. Vous raccrochez et votre enregistreur s'arrête. Ne nécessite aucune source d'énergie extérieure. Muni d'un bouton de commande d'avance automatique de la bande d'enregistrement. Dimensions 95 × 30 × 30 mm. Poids 35 grammes.

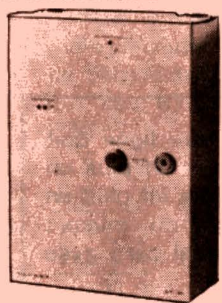
Frais d'envoi 16 F
PRIX **270 F**

LA PROTECTION ELECTRONIQUE Appartement, pavillon, magasin

LA CENTRALE CT 01 qui est le cerveau d'une installation de détection a des capacités étonnantes. En sélectionnant la CENTRALE CT 01 nous avons voulu un cerveau intelligent et fiable afin de mieux vous protéger de visiteurs indésirables. LA CENTRALE CT 01 traite les informations fournies par les détecteurs volumétriques ou périphériques. Elle déclenche les alarmes (peut déclencher un transmetteur téléphonique, éclairage des lieux, etc.) même en cas de coupure d'électricité grâce à sa double alimentation secteur et batterie qui est rechargeable par la CENTRALE CT 01 elle même.

- Circuit anti-hold-up et anti sabotage 24-24
- Circuit sirène auto-alimentée, auto-protégée.

Dimensions : H. 315 ; L. 225 ; P. 100. **PRIX : 1 200 F** frais d'envoi 35 F



SIRENES POUR ALARME

SIRENE ELECTRONIQUE

Homologuée Préfecture de Police Ministère de l'Intérieur 53 AS
12 V. 0,75 Amp. 106 dB

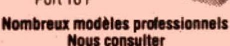


170 F Frais d'envoi 15 F

SIRENE

électronique autoalimentée et autoprotégée.

895 F Port 16 F



Nombreux modèles professionnels Nous consulter

VOTRE 1[re] LIGNE DE DEFENSE CONTRE LES CAMBRIOLEURS

Pré-détection d'intrusion par allumage des lumières. Eclairage automatique de locaux en présence de mouvement. Allumage de vitrines au passage de piétons. Le **Radar G** a été conçu pour répondre à une vaste demande concernant la commande automatique de divers processus utilisant la détection de mouvement. Il ne nécessite aucune installation, il suffit de raccorder la fiche mâle au secteur et l'éclairage de l'appareil à commander à la prise femelle. Dimensions : 193 × 127 × 166 m. Poids : 600 g. Consommation : 0,5 watt/heure. Réglage de portée et de temporisation de durée d'éclairage. Pouvoir de coupure : 200 V, 500 W. Possibilité pour les pavillons de le placer à l'extérieur.

PRIX : 1 350 F port 25 F
Option : relais 4 kVA .... **140 F**
Option : caisson étanche .... **170 F**

EXPLOREZ LES UHF



avec le convert. 410-875. Récept. des 3 ch. télé + cert. émiss. spéc. Se raccorde à un récept. FM class. Fonct. en 12 V. 4 touches préréglées et recherche manuelle.

Prix 220 F
Frais env. 10 F

BANDE MAGNETIQUE



professionnelle sur bobine 270 mm long. 1 096 m suivant disponibilité dans les marques AMPEX, SCOTCH, SUNDKRAFT. Matériel ayant très peu servi, mais en excellent état.
28 F pièce, par 5 : **27 F** pièce, Frais d'envoi 27 F :
par 10 : 26 F pièce, frais envoi SNCF
par 20 : 25 F pièce, frais envoi SNCF
BOBINE vide de 18 cm BASF plastique 80 F. Les 10 : frais d'envoi 16 F
CASSETTE LOW NOICE C 60
Les 10 : 40 F frais port 15 F
C 90 les 10 : 60 F frais port 15 F
BASF toute la gamme disponible.

DECTECTEUR RADAR PANDA anti-masque

Emetteur-récepteur de micro ondes. Protection très efficace même à travers des cloisons. S'adapte sur la centrale d'alarme CT 01. Supprime toute installation compliquée. Alimentation 12 Vcc. Angle protégé 140°. Portée 3-20 m.

PRIX : **1 450 F** Frais d'envoi 40 F

NOUVEAU MODELE « PANDA »
Faible consommation, 50 mA. Réglage séparé très précis de l'intégration et de la portée. **1 650 F** Frais de port 35 F

DETECTEUR RADAR TITAN

antimasque portée 3 à 30 m



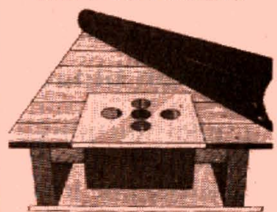
1 850 F port 35 F

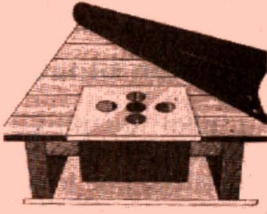
PLUS D'ALARME INTEMPESTIVE

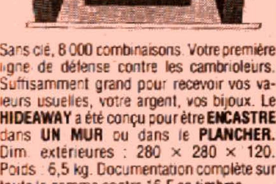
NOUS GARANTISSONS LA FIABILITE DE NOS APPAREILS pendant 2 ANS

LA SURVEILLANCE INFRA ROUGE à des prix sans concurrence

LE COFFRE INVISIBLE





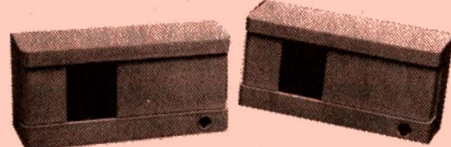


Sans clé, 8 000 combinaisons. Votre première ligne de défense contre les cambrioleurs. Suffisamment grand pour recevoir vos valeurs usuelles, votre argent, vos bijoux. Le **HIDEAWAY** a été conçu pour être **ENCASTRE** dans **UN MUR** ou dans le **PLANCHER.** Dim. extérieures : 280 × 280 × 120. Poids : 6,5 kg. Documentation complète sur toute la gamme contre 16 F en timbres.

1200 F

DETECTEURS IR 771 - IR 772

Ces 2 modèles soigneusement mis au point afin de répondre aux besoins de la surveillance INFRA-ROUGE à un prix raisonnable sans sacrifier la qualité sur les performances.



IR 771 Portée 8 m. Consomm. 15 mA Alimentation 12 V. **GARANTIE 2 ANS.** Prix **710 F** Frais de port 25 F

IR 772 Portée 12 m. Consomm. 15 mA Alimentation 12 V. **GARANTIE 2 ANS.** Prix **890 F** Frais de port 35 F

DETECTEUR INFRA-ROUGE PASSIF IR 15 LD

Portée 12 m.
Consommation 15 mA.
14 rayons de détection.
Couverture : horizontale 110°, verticale 30°

Prix **950 F**
Frais de port 35 F

BLOUDEX ELECTRONIC'S

141, rue de Charonne, 75011 PARIS
Tél. : 371.22.46 - Métro : CHARONNE

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque ou mandat

OUVERT TOUS LES JOURS DE 9 h 30 à 13 h et de 14 h 30 sauf DIMANCHE et LUNDI MATIN

LES ADDITIONNEURS

LA soustraction, la multiplication et la division sont des opérations dérivées de l'addition. Dans un calculateur, l'opérateur de base est l'additionneur.

L'addition se simplifie considérablement dans le système binaire. On distingue le demi-additionneur et l'additionneur complet. Le premier ne tient pas compte de la retenue.

Tout comme beaucoup de systèmes électroniques, l'addition peut se faire soit en mode série, soit en mode parallèle. Le mode série est plus long car l'addition se fait de façon séquentielle avec un seul additionneur. Le mode parallèle est plus rapide, puisque toutes les colonnes sont traitées simultanément. En revanche, ce mode est plus coûteux.

Un additionneur, qu'il soit « demi » ou « complet » est aisément réalisable avec quelques portes logiques. Ces circuits étant implantés sur une plaque de connexions, le lecteur pourra, en suivant la table de vérité, porter les entrées à des niveaux logiques différents et contrôler le résultat par l'allumage de diodes électroluminescentes.

Addition binaire

L'addition binaire est l'opération de base dans un calculateur. Les trois autres opérations peuvent être réalisées par des additions. Une soustraction, par exemple, est équivalente à l'addition d'un nombre positif et d'un nombre négatif. La multiplication est une addition répétée. Quant à la division, c'est une soustraction répétée.

En binaire, il s'agit seulement d'additionner deux bits, ce qui simplifie considérablement la table d'addition. Celle-ci tient en quatre lignes :

0 + 0 = 0
0 + 1 = 1
1 + 0 = 1
1 + 1 = 10

Les trois premières lignes sont identiques dans les deux systèmes (métrique et binaire). La dernière ligne doit se lire non pas « un plus un égal dix », mais « un plus un égal un zéro » ou mieux : « un plus un égal zéro avec retenue un ».

Dans le système décimal, lorsque nous effectuons l'addition 9 + 1, le résultat est zéro dans la colonne des unités (10^0) et un dans la colonne des dizaines (10^1).

De même dans le système binaire, en additionnant 1 + 1 nous avons zéro dans la colonne des unités (2^0) et un dans la colonne de rang supérieur (2^1).

Effectuons l'addition : 11 + 7 en binaire :

$(11)_{10} = (1011)_2$
$(7)_{10} = (0111)_2$

On pose l'opération comme en décimal :

```
 1 0 1 1
+0 1 1 1
```

L'addition de la colonne de droite donne 0 avec retenue 1. Celle-ci est reportée sur la deuxième colonne en partant de la droite.

```
       1
 1 0 1 1
+0 1 1 1
--------
       0
```

Cette colonne se décompose en
1 + 1 = 10, 10 + 1 = 11 ; la retenue de la deuxième colonne est reportée sur la troisième, et le résultat final est :

```
  1 1 1
  1 0 1 1
 +0 1 1 1
----------
1 0 0 1 0
```

La somme $(1\ 0\ 0\ 1\ 0)_2$ est bien équivalente à $(18)_{10}$.

Multiplication binaire

Nous avons dit que la multiplication était une addition répétée. Pour multiplier 7 par 3, il suffit d'additionner 3 fois 7, ce qui est simple si les quantités à multiplier sont petites, mais ce qui devient fastidieux pour les grosses valeurs, et surtout s'il s'agit d'une addition en système binaire. Mais cette difficulté n'est rien pour l'ordinateur, qui peut effectuer les opérations les plus complexes en une fraction de seconde.

Prenons, pour illustrer l'exemple, la multiplication en binaire de $(1\ 0\ 1\ 0)_2$ par

$(1\ 0\ 1)_2$, soit en décimal : 10 × 5.

Il suffit de placer le multiplicateur en dessous du multiplicande, comme pour une multiplication décimale :

```
  1 0 1 0
×   1 0 1
```

La multiplication de 1 0 1 0 par 1 est égale à 1 0 1 0, et la multiplication de 1 0 1 0 par 0 est égale à 0 0 0 0. On déplace chaque fois le résultat intermédiaire vers la gauche.

```
    1 0 1 0
      1 0 1
    -------
    1 0 1 0
  0 0 0 0
1 0 1 0
-----------
1 1 0 0 1 0
```

Le produit $(1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0)_2$ est bien égal à $(50)_{10}$.

En pratique, les lignes constituées seulement de zéros, comme ici la deuxième, ne sont pas inscrites.

La technique consiste donc d'abord à décaler d'un rang vers la gauche les résultats intermédiaires, puis d'additionner ces résultats.

Soustraction binaire

La table de soustraction binaire tient également en 4 lignes :

0 – 0 = 0
1 – 0 = 1
1 – 1 = 0
0 – 1 = 1 avec retenue 1

La retenue sera soustraite au rang supérieur. Soit à soustraire $(0\ 0\ 1)_2$ de $(1\ 0\ 0)_2$. La soustraction est :

```
  1 0 0
– 0 0 1
-------
  0 1 1
```

La soustraction de la colonne de droite donne 1 avec retenue 1. Cette retenue est soustraite de la colonne du milieu (égale ici à zéro), ce qui a pour résultat 1 avec retenue 1. Cette dernière est soustraite à la colonne de gauche, soit 1 – 1 = 0. Le résultat est $(0\ 1\ 1)_2$.

Une autre méthode consiste à remplacer le nombre à soustraire par son complément et d'effectuer une addition.

En décimal on utilise le complément à 9. Le complément d'un nombre est le nombre qu'il faut lui ajouter pour le faire aller jusqu'à 9. Ainsi le complément à 9 de 7 est 2, puisque 7 + 2 = 9.

Soit la soustraction décimale suivante : 236 – 128. Le complément à 9 de 128, qui est 871, est ajouté à 236 :

```
  2 3 6
+ 8 7 1
-------
1 1 0 7
└─→ + 1
-------
  1 0 8
```

Le « un » débordant à gauche est ensuite additionné à la colonne des unités, ce qui donne 108.

En binaire, le complément à 1 est obtenu en transformant chaque 0 en 1, et chaque 1 en 0, matériellement la complémentation se fait facilement par une négation (circuit inverseur).

Division binaire

La division est une soustraction répétée. Soit à diviser 17 par 5. On enlève de 17 trois fois la quantité 5, il reste 2. Le résultat de cette division est donc :

$3,\frac{2}{5}$

ou 3,4. Le calculateur comptera le nombre de fois que la soustraction peut être faite, avant que le reste soit inférieur au diviseur.

Circuits additionneurs

Après ces considérations sur les opérations binaires, nous passons à la réalisation pratique de l'addition, et pour cela, nous partons de l'opération la plus simple, composée de deux quantités binaires A et B.

En reprenant ce qui a été dit dans le paragraphe sur l'addition, nous pouvons dresser la table de vérité pour la somme S et la retenue R (fig. 1). L'expression logique pour la somme est donc (lignes 2 et 3) :
$S = \overline{A}B + A\overline{B}$, et celle pour la retenue est (ligne 4) :
$R = A . B$.

A	B	S	R
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Fig. 1. – Table de vérité de l'additionneur.

Nous pouvons alors dessiner le schéma logique correspondant, par utilisation de circuits ET, OU et inverseurs, ce qui est réalisable respectivement par les TTL : SN 7408 N, SN 7432 N et SN 7404 N (fig. 2).

Ce schéma peut être transposé en circuit ne comprenant que des portes NAND (SN 7400 N) comme indiqué sur la figure 3.

La porte n° 1 réalise la fonction $\overline{A . B}$, la porte 2, $\overline{\overline{A . B} . A}$ et la 3 : $\overline{\overline{A . B} . B}$. On obtient à la sortie n° 4 la fonction :
$\overline{\overline{\overline{A . B} . A} . \overline{\overline{A . B} . B}}$, équivalente à $\overline{AB} . A + \overline{AB}B$, soit en simplifiant : $\overline{A}B + A\overline{B}$ qui est l'expression de la somme S.

somme S.

Quant à la retenue, un NAND utilisé en inverseur donne R = A . B. Le schéma de branchement est donné sur la figure 4.

Remarquons que le NAND, branché en négation et effectuant la retenue, pourrait très bien être utilisé dans sa fonction NAND, ses entrées étant reliées à A et à B. Sa sortie donnerait tout aussi bien R = A . B.

Notons également que l'expression de la somme S peut être obtenue par un circuit XOR (OU exclusif) : SN 7486 N.

Si nous souhaitons réaliser une addition binaire plus compliquée comme celle-ci :

```
  1 0 1 1
+ 0 1 1 1
```

le circuit dont nous venons de donner le schéma ne peut

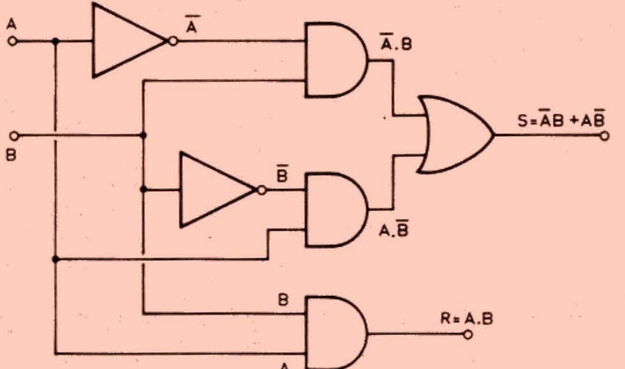


Fig. 2. – Schéma d'un demi-additionneur directement dérivé de la table de vérité.

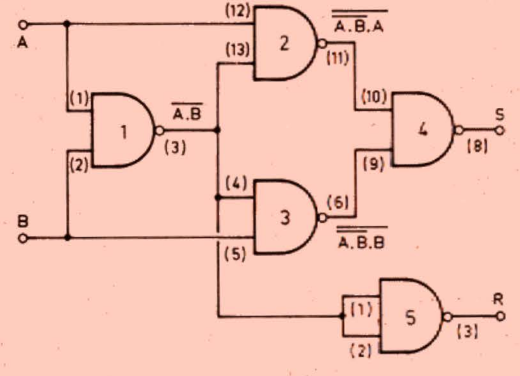


Fig. 3. – Schéma d'un demi-additionneur n'utilisant que des NAND (SN 7400N). Le numéro des broches est indiqué entre parenthèses.

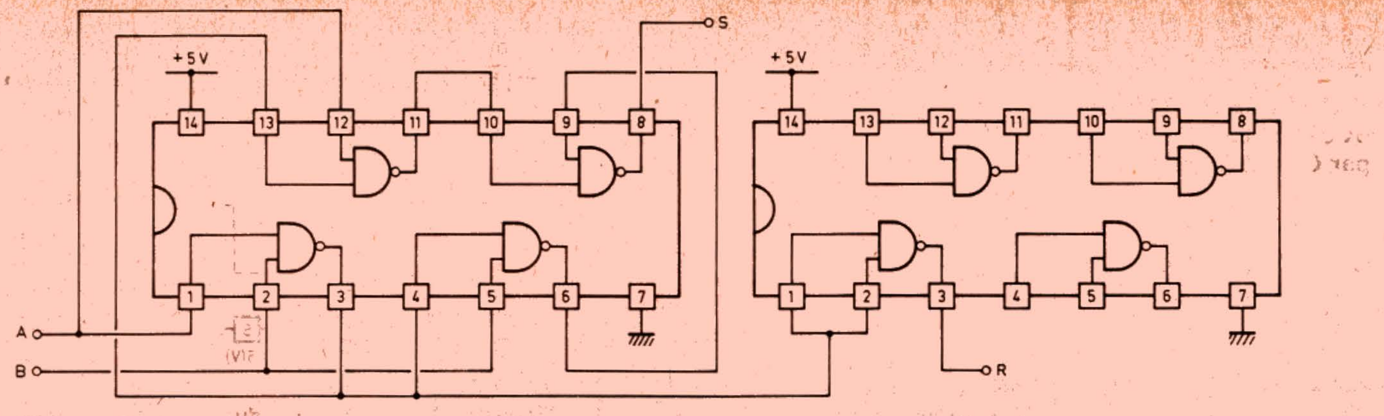


Fig. 4. – Schéma de branchement du demi-additionneur de la figure 3.

effectuer que la colonne de droite.

En voulant entreprendre l'addition de la colonne suivante, nous voyons qu'il est nécessaire de tenir compte de la retenue précédente. Ainsi, pour effectuer l'addition de la colonne n, il faut ajouter à cette colonne la retenue de la colonne n – 1. La table de vérité pour l'addition des quantités A, B et R (n – 1) est donnée figure 5.

A	B	$R_{(n-1)}$	S	R
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

Fig. 5. – Table de vérité de l'additionneur complet.

Avant d'aller plus loin, disons que le circuit donnant la somme, sans tenir compte de la retenue précédente, est appelé « demi-additionneur ». C'est celui représenté sur les figures 2 et 3. Quant au circuit fournissant la somme et la retenue de deux chiffres binaires et de la retenue précédente est appelé « Additionneur complet »

C'est le circuit dont la table de vérité est donnée figure 5 et dont le schéma est tracé sur la figure 6. Le schéma synoptique d'un additionneur complet est représenté par un carré avec trois entrées : A, B, $R_{(n-1)}$, et deux sorties : S et R. Le schéma synoptique d'un demi-additionneur ne comporte que deux entrées A et B.

Un schéma d'additionneur complet n'utilisant que des portes NAND est donné figure 7. On le réalisera facilement à l'aide de trois circuits SN 7400 N.

Les schémas d'additionneurs seront contrôlés à l'aide de la table de vérité, en portant les entrées A, B et $R_{(n-1)}$ aux niveaux logiques 1 (+ 5 V) ou 0 (0 V). L'état des sorties sera mesuré par un voltmètre ou par visualisation avec des diodes LED. Pour l'addition de la colonne de droite, l'entrée $R_{(n-1)}$ est toujours portée au niveau zéro.

Additionneur intégré

Le circuit intégré TTL de type SN 7483 N réalise l'addition complète de deux nombres de 4 bits (fig. 8).

Pour plus de clarté le schéma interne est reproduit sur la figure 9. Le circuit est composé de 4 additionneurs complets et la liaison des retenues entre ces additionneurs est faite intérieurement.

Dans le cas où on souhaiterait additionner deux nombres composés de plus de 4 bits, plusieurs de ces circuits intégrés peuvent se mettre en série, la retenue précédente étant reçue sur la broche 13.

Le schéma montre la disposition pour l'addition suivante :

$$\begin{array}{r} A_4\ A_3\ A_2\ A_1 \\ B_4\ B_3\ B_2\ B_1 \\ \hline R_4\ S_4\ S_3\ S_2\ S_1 \end{array}$$

Pour faire l'addition binaire

$$\begin{array}{r} 1\,0\,1\,1 \\ \underline{0\,1\,1\,1} \end{array}$$

il suffit de porter au niveau 1 (+ 5 V) les entrées : A_1, A_2, A_3, B_1, B_2 et B_3, et de relier

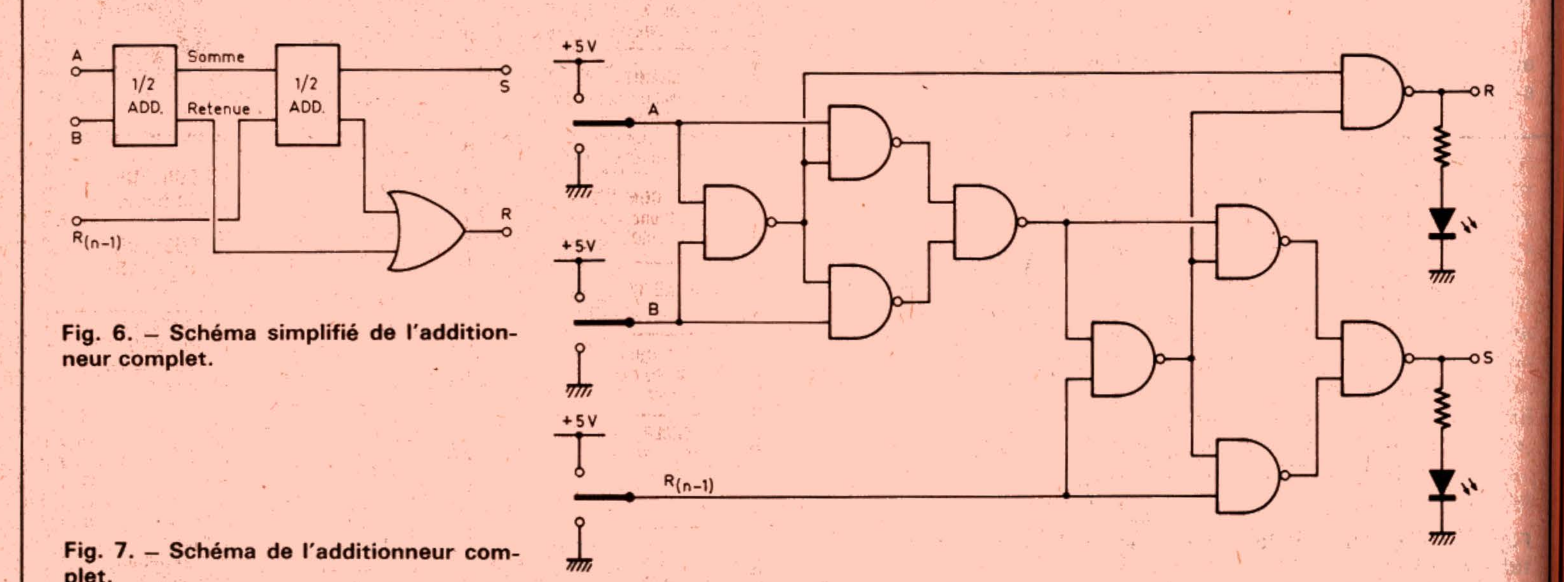
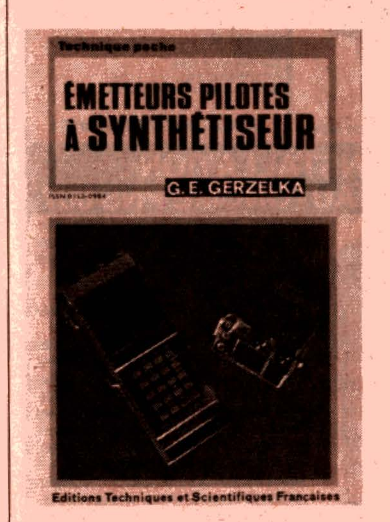


Fig. 6. – Schéma simplifié de l'additionneur complet.

Fig. 7. – Schéma de l'additionneur complet.

BIBLIOGRAPHIE

EMETTEURS PILOTES A SYNTHETISEUR par G.E. GERZELKA



Sujet récent, la synthèse de fréquence s'impose de plus en plus. L'auteur donne l'explication de son fonctionnement sous la forme d'analyses de réalisations industrielles, plongeant ainsi le lecteur dans le vif du sujet.

Principaux chapitres :

– Bases de la synthèse à PLL.
– Exemple : 2 000 canaux avec balayage dans la bande amateur des 2 m.
– Exemple : Système à accord continu sur les bandes amateur de 10 à 80 m.
– Exemple : 2 000 canaux avec balayage dans la bande amateur des 70 cm.
– Compléments : la boucle de régulation, les oscillateurs, abréviations et termes techniques.

Editeur : E.T.S.F. Collection Technique Poche N° 36.

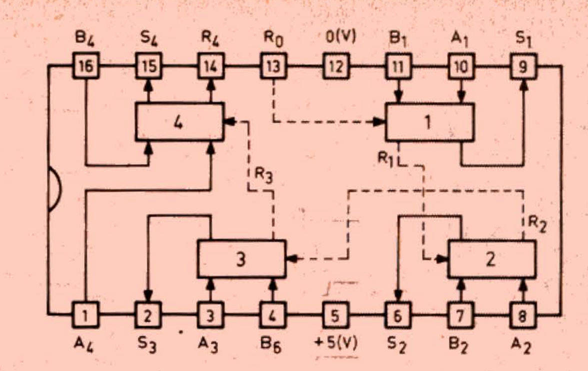


Fig. 8. – Schéma de branchement du SN 7483N (quadruple additionneur complet binaire).

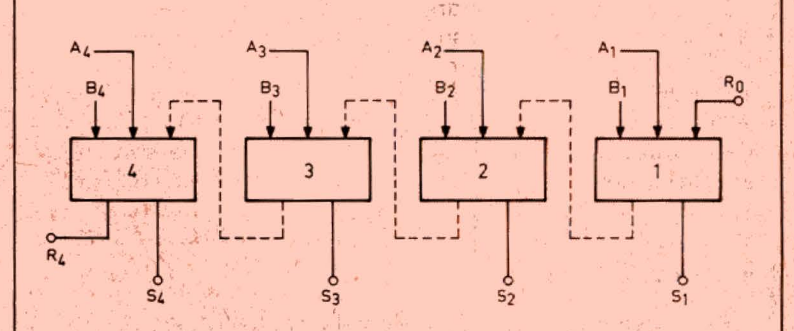


Fig. 9. – Schéma de l'additionneur parallèle 4 bits.

au niveau 0 les entrées A_3, B_4 et R_0. Cinq diodes LED seront branchées en S_1, S_2, S_3 et R_4, indiquant, en binaire, la somme de cette addition.

Mode série et mode parallèle

Une addition peut s'effectuer de deux façons différentes : suivant le mode série ou suivant le mode parallèle.

Dans le mode série on n'utilise qu'un seul additionneur complet. Il effectue l'addition chiffre par chiffre en commençant par ceux de plus faible valeur, c'est-à-dire en partant de la colonne de droite en allant vers la gauche. La première opération se fait en commençant par l'addition de A_1 et de B_1, plus éventuellement la retenue précédente R_0. Le résultat S_1 est mis en mémoire, ainsi que la retenue R_1. L'étape suivante consiste à additionner A_2, B_2 et R_2. Autrement dit, l'unique additionneur opère successivement colonne par colonne.

Dans le mode parallèle, on utilise autant d'additionneurs qu'il y a de positions de bits. L'opération, se faisant simultanément, est donc beaucoup plus rapide, mais aussi beaucoup plus coûteuse, puisqu'elle demande autant d'additionneurs qu'il y a de colonnes à additionner. Le circuit SN 7483 N est un additionneur parallèle.

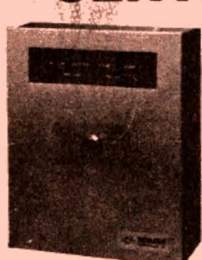
Bien que dans le mode parallèle le calcul soit plus rapide que dans le mode série, la vitesse de calcul est ralentie par la retenue allant de l'additionneur 1 à l'additionneur 4, et ceci dans un mode « série ».

Cet inconvénient est supprimé par l'adjonction d'un générateur de report accéléré à 4 bits (en anglais : « look ahead carry ») avec lequel la retenue est également traitée dans le mode parallèle (SN 74182 N).

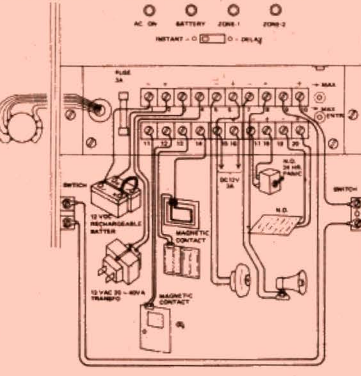
J.-B. P.

REMISE AUX PROFESSIONNELS | **KIT ALARME Professionnel** | **822.24.50**

CENTRALE D'ALARME PNS 01



Armoire autoprotégée 2 fois : à l'arrachement et à l'ouverture
4 diodes de contrôle d'installation :
1. témoin de mise en service. 2. défaut batterie. 3. état des boucles immédiates. 4. état des boucles temporisées.
Chargeur pour batterie au plombs
Entrée 220 V protégée par fusible.
Sortie 11 à 15 Vcc protégée contre les courts-circuits et inversions de polarité. Tension continue régulée.
Circuits d'entrée : Protégés contre les erreurs de câblage. 1 entrée normalement fermée immédiate. 1 entrée normalement fermée temporisé réglable (entrée et sortie jusqu'à 10 mn). 1 entrée normalement ouverte immédiate (tapis contacts). 1 entrée pour bouton anti-panique ou pédale d'alarme, permet de recevoir en série contacts d'auto-protection et boucles anti-sabotage.
Sorties d'alimentation : pour radars hyper fréquences, infrarouge, ultra sons, etc.
Dimension : 260 × 210 × 85



1 200 F
Port 35 F

FACILITES DE PAIEMENT

ALARME AUTO « ULTRA-SON »

MISE en route impossible, même avec la clé d'origine.

protection totale



PRIX : **550 F** port inclus

ACCESSOIRES
(nous consulter)

Radars hyperfréquences portée 8 m et plus
Détecteur infrarouge 10 m à 50 m
Barrière infrarouge extérieure
Ultra-son contre les rats
Détecteur de fumée.
CONTACTS de : fumée, de choc, encastré, d'ouverture
Bouton antipanique
Pédale alarme anti-agression.
COMMANDE A DISTANCE :
à clé, à code, lonque portée, électronique.
CENTRALE PNS 01, 02, 03, 04, 05, 06, 07
Platine chargeur
Détecteur inertiel
Sirène 130 dB très puissante
Sirène autoalimentée, autoprotégée
Gyrophare - Flash
Portier villa avec combiné téléphonique et plaque de rue.
Tapis contact
Serrure 3 et 5 points
Batterie 6 et 12 V
Coffre-fort
Télévision circuit fermé
Verrou téléphonique
Détecteur ultra-sonique PNS 600, etc.

CATALOGUE ALARME contre 20 F

MATRAQUES DE DEFENSE
(avec dragone)

1° **TELESCOPIQUE** métallique, repliée 16 cm, dépliée 40 cm .... 155 F
2° **SOUPLE**, 40 cm, à gaz incorporé dans la poignée .... 265 F
3° **NERF de BŒUF** .... 100 F
(frais d'envoi : 10 F)
BOMBE à gaz neutralisant .... 50 F

CREDIT LONGUE DUREE sur demande

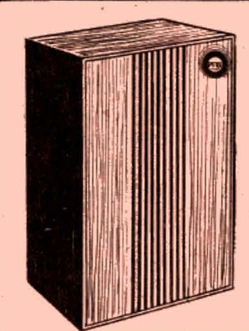
DETECTEUR DE MOUVEMENT PNS 600 à effet Doppler



☆ Boîtier esthétique à différentes faces pour montage horizontal, vertical, ou en angle
☆ Faible consommation
☆ Contact anti-sabotage séparé
☆ Garniture de finition pour encastrement
☆ Conforme aux normes APSAIRD, agréé VDS

Le **PNS 600** est un détecteur de mouvement élaboré, et à zone simple, possédant un transducteur d'émission et de réception ainsi qu'un circuit contrôlant les signaux réfléchis. Si un mouvement est détecté dans la zone protégée, le signal réfléchi change, de sorte que le **PNS 600** voit ce changement et ensuite crée une condition d'alarme. Le double circuit logique et à intégration offre au **PNS 600** une grande insensibilité aux interférences tout en lui conservant un excellent pouvoir de détection dans un volume de 9 × 7,5 m. **PRIX 1 375 F** Port 25 F

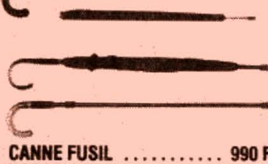
SANS INSTALLATION DETECTEUR AUTONOME PNS 007



Système de protection volumétrique complet logé dans un coffret imitant une enceinte acoustique, très esthétique, livré prêt à l'utilisation.
Dimensions : 230 × 330 × 175.
Mise en service par clé spéciale cylindrique de sécurité.
Comprend : Radar hyperfréquence (portée réglable de 0 à 15 m²) — 1 centrale d'alarme avec chargeur et batterie, alimenté par secteur, permettant une extension d'installation identique à la PNS 01 (branchement contacts radars, sirènes auto. alimentées ou non, etc. — Sortie sirènes autoprotégée séparément autoprotection 24/24 h. — + 1 sirène électronique puissante. — 1 autoprotection du panneau arrière, se place dans un placard. — Réglage simple.

GARANTIE 3 ANS (sauf batterie) **3 950 F**

Ces parapluies (réels) se transforment, en dégainant, en CANNE EPEE



CANNE FUSIL .... 990 F
PARAPLUIE FUSIL .... 1 290 F
PARAPLUIE EPEE .... 800 F
(port 20 F pour chaque)

CENTRALE CU 12 M PROMOTION 1350 F

RECHERCHONS REVENDEURS dans toute la France stock 20 000 F HT minimum

avec 7 contacts détecteurs + 2 sirènes + 10 m de câble sirène + 20 m de câble

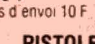
- **CONTROLE AUTOMATIQUE DE L'ETAT DE L'INSTALLATION, CABLAGE COMPRIS, A CHAQUE MISE EN SERVICE.**
- **FAIBLE CONSOMMATION : 80 micro Ampères.**
- **2 SORTIES SIRENES AUTOPROTEGEES MUTUELLEMENT CONTRE LES COUPURES.**
- **NOMBREUSES OPTIONS : DETECTEURS DE CHOCS, DE TEMPERATURE, etc.**
- **HAUTE FIABILITE.**

Dimensions : 175 × 225 × 87 mm.
Alimentation : Batterie 12 VCC +
Consommation en veille : 80 micro Ampères environ.
Sorties sirènes : 2 circuits indépendants autoprotégés mutuellement. Sorties par relais indépendants modulés. Puissance de coupure maxi par sortie : 90 W. Temporisée à 3 mn environ.
Entrées détection : 1 entrée immédiate normalement fermée, 1 entrée temporisée normalement fermée. Résistance de ligne admissible : 50 kΩ. Valeur des temporisations : départ : 30 secondes ± 20 %, retour : 30 secondes ± 20 %, alarme : 2 à 3 minutes.
Visualisation : 1 voyant LED à 3 fonctions. A la mise en service le voyant clignote dans les cas suivants : câble coupé, issue protégée restée ouverte, sirène débranchée, détecteur défectueux ou en alarme, dérangement de la centrale.



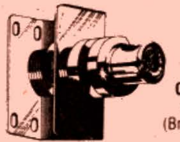
ELECTRO STICK 7 000 VOLTS,

ressemble à un parapluie mais c'est un bâton électrique déchargeant 7 000 volts



donc très dissuasif mais ne blesse pas. fonctionne avec piles de 1,5 V. Utilisation continue entre 1 et 2 heures.
Prix (sans piles) ... **850 F** (port 20 F)

HALTE AU VOL !
TRANSFORMEZ VOTRE VERROU EN
VERROU HURLEUR
Hurlement strident : le voleur s'enfuit



GACHE SONORE A AIR COMPRIME
AIR LOCK
(Breveté SGDG)

Alarme puissante protection des portes
495 F - Port 15 F

REVOLVER D'ALARME à barillet



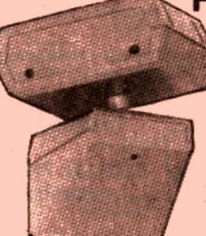
120 F
Frais d'envoi 10 F

PISTOLET D'ALARME



Automatique 6 mm à barrette 6 coups, tire des balles à blanc ou à gaz.
Prix .... 215 F
Boite de 100 cartouches à blanc .... 40 F
Boite de 10 cartouches à gaz .... 20 F

PNS 250 - Hyperfréquence 25-30 mètres

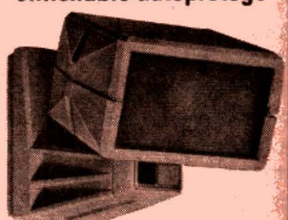


120° d'angle avec mémorisation d'alarme, faible consommation.

Insensible aux interférences externes. Il est insensible également à quelconque types de vibrations et aux lampes fluorescentes. Contrôle : LED vert, sert à déterminer la sensibilité et la porté du radar : LED rouge, mémorise une éventuelle alarme. Portée 2 à 30 m. Boîtier autoprotégé orientable à 360°. Angle d'utilisation 120°. Fréquence émission 9,9 GHz. Alimentation de 10,5 V cc à 15 V cc. Switch d'autoprotection IA sous 24 V cc. Consommation en veille 20 mA.

GARANTIE 3 ANS **2 145 F** (port 30 F)

HF 25 RADAR
enfichable autoprotégé



Portée 25 m × 15 avec autoprotection. Réglable. Traverse petite cloison et vitre, idéal pour pavillon alimentation 11 à 15 V, consommation 200 mA maxi. **1 950 F** Port 15 F

SIRENES

SS51
Sonorité : Police américaine
- 110 dB - 12 V
- 0,75 A

165 F - port 15 F

SE 21
d'intérieur type haut-parleur
- 110 dB
- 0,75 A

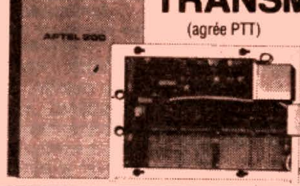
180 F - port 15 F

SONORA
à turbine électromécanique
- 108 dB
- 1 A - Ø 70

75 F - port 10 F

Autres SIRENES nous consulter

TRANSMETTEUR D'ALARME APTEL 300



(agréé PTT)

Le transmetteur APTEL 300 est un transmetteur d'alarmes capable d'appeler 4 abonnés, par l'intermédiaire du réseau téléphonique général.
Les 4 numéros d'appels sont programmés par l'utilisateur, grâce à une matrice à vis.
Il signale la présence d'une alarme parmi 4, la distinction des alarmes est réalisée par l'émission de signaux sonores caractéristiques, différents.
En option, un magnétophone peut être raccordé pour envoyer 1 message parlé.

GARANTIE 3 ANS **3 850 F** (port inclus)



PARIS-NORD-SECURITE 22, bd Carnot 93200 SAINT-DENIS METRO : BASILIQUE

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque UNIQUEMENT.

Un générateur de fonctions B.F: le GDF1



IL y a quelques mois, nous vous proposions un générateur de fonctions BF assez élaboré (HP n° 1633 et n° 1634). Cet appareil très performant semble avoir intéressé de nombreux lecteurs du fait de ses possibilités étendues. Le générateur de fonctions étant un appareil qui doit, à notre avis, figurer dans tout labo, nous avons conçu le GDF 1 qui est une version plus simple et plus accessible de son aîné mais dont les performances sont cependant excellentes. La simplicité de mise en œuvre de cet appareil ainsi que son coût très abordable devraient, par conséquent, inciter ceux d'entre vous qui ne possèdent pas encore de générateur de fonctions à entreprendre la construction du GDF 1. De quelle manière sommes-nous parvenu à concilier prix et performances ? Très simplement comme vous pourrez le constater en lisant ce qui suit.

– I –

Caractéristiques du GDF 1

a) Performances

– Fréquences couvertes : de 2 Hz à 200 kHz en 5 gammes.

– Position « C extérieur » permettant de descendre à 0,02 Hz ou d'atteindre 1 MHz.

– Réglage continu de la fréquence par potentiomètre gradué.

– Fonctions :

● Signaux triangulaires. Linéarité meilleure que 1 %.

● Signaux sinusoïdaux. Distorsion de 0,5 %.

● Signaux carrés. Temps de montée et de descente de l'ordre de 0,3 µs, rapport cyclique fixe de 50 %.

– Amplificateur de sortie à circuit intégré avec décentrage possible du signal à ± 8 V par potentiomètre situé sur la face avant, bande passante : de 0 à 500 kHz ± 0,5 dB.

– Sortie : 10 Vcc pour toutes les fonctions, réglable par potentiomètre gradué et atténuateur à 3 positions.

– Alimentation sur secteur 220 V.

– Encombrement réduit : 147 × 106 × 96 mm.

b) Présentation du GDF 1

Comme vous pouvez le constater, le GDF 1 est un appareil performant et les données citées ci-dessus démontrent qu'il n'a pas à rougir face aux réalisations du commerce. Pourtant, ces performances sont obtenues à l'aide de moyens assez simples, ce qui encouragera les amateurs peu avertis à en entreprendre la construction. Ceci est dû à l'emploi d'un circuit intégré spécialisé pour la génération des signaux ainsi qu'à l'intégration de l'étage de sortie. Le GDF 1 ne comporte, en effet, que 2 circuits intégrés et 2 transistors ce qui est un gage de simplicité de mise en œuvre et de fiabilité. Enfin, sachez que le prix de revient de l'appareil est de 300 F environ ce qui est modique lorsqu'on songe aux possibilités du GDF 1.

Nous espérons que ces arguments vous inciteront à le construire mais, pour l'instant, il vous faut en étudier le principe de fonctionnement ce qui fait l'objet du chapitre suivant.

– II –

Etude théorique du GDF 1

Comme nous l'avons annoncé plus haut, le GDF 1 est un appareil simple et ceci est dû principalement à l'emploi de circuits intégrés pour le générateur proprement dit et pour l'étage de sortie. Ceci se traduit par la mise en œuvre d'un nombre peu élevé de composants périphériques dû à la haute intégration de ces circuits. Comme pour le générateur de fonctions décrit

dans le n° 1633, nous avons fait appel au circuit XR 2206 CP produit par la firme Exar pour la production des divers signaux dont nous avions besoin. Nous commencerons donc l'étude théorique du GDF 1 par un examen approfondi du fonctionnement de ce circuit.

a) Le XR 2206

Depuis quelques années sont apparus sur le marché plusieurs circuits intégrés spécialisés dans la production de signaux complexes. C'est le cas du circuit ICL 8038 d'Intersil et du XR 2206 de Exar, entre autres. Ces circuits permettent de construire des générateurs de signaux triangulaires, sinusoïdaux et rectangulaires très facilement puisqu'il suffit d'y raccorder quelques composants passifs pour obtenir le signal recherché. Pour des raisons pratiques et surtout parce que nous estimons que les signaux produits sont de meilleure qualité, nous avons opté pour le XR 2206 que l'on trouve, de plus, très facilement chez la plupart des revendeurs. Il s'agit d'un circuit complexe dont nous donnons un schéma très simplifié sur la figure 1. Le XR 2206 comporte 5 éléments principaux qui sont :

L : une logique de commande comportant les commutateurs de courant.

VCO : un oscillateur à commande par tension (Voltage Controlled Oscillator) piloté par la logique de commande.

C : un conformateur-écrêteur permettant la mise en forme des signaux sinusoïdaux.

A : un amplificateur de sortie à gain variable.

T : un transistor commandé par le VCO permettant la production des signaux carrés.

Le principe de fonctionnement est le suivant : le condensateur C est chargé à courant constant par L et VCO jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne une valeur pré-déterminée. A cet instant la logique de commande fait se décharger le condensateur à courant constant par VCO jusqu'à ce que la tension à ses bornes parvienne à une valeur bien précise, puis le cycle recommence.

En sortie de VCO nous obtenons donc un signal triangulaire, C étant chargé et déchargé à courant constant. Les broches 7 et 8 permettent la commande de la logique et la tension qui est appliquée à l'une ou à l'autre détermine la valeur du courant de charge/décharge du condensateur donc la durée de charge/décharge de celui-ci et, par conséquent, la fréquence du signal produit. Il est possible de piloter L soit par une simple résistance montée entre la broche 7 (ou 8) et la masse, soit en lui appliquant une tension plus ou moins élevée par le biais de ces mêmes broches.

C'est cette dernière solution que nous avons adoptée car elle permet un étalonnage plus facile du potentiomètre de commande. Le transistor T est relié à la sortie du VCO et est bloqué ou saturé lors de chaque basculement de la charge ou de la décharge du condensateur. En reliant la broche 11 au + V par l'intermédiaire d'une résistance, nous obtenons donc un signal carré dont le rapport cyclique est de 50 %. Le VCO est suivi d'un circuit conformateur permettant la mise en forme des signaux sinusoïdaux.

Deux réglages permettant, l'un l'ajustement de la symétrie des signaux triangulaires et l'autre, celui de la forme des signaux sinusoïdaux sont prévus et contribuent à améliorer la qualité des signaux de sortie. Les signaux sinusoïdaux sont délivrés lorsque les broches 13 et 14 sont reliées par Aj_2 (S fermé) et les signaux triangulaires lorsqu'elles sont « en l'air » (S ouvert).

L'ajustement de la symétrie des signaux se fait grâce au potentiomètre Aj_1 qui relie les broches 15 et 16 et dont le curseur est relié à la masse. L'amplificateur de sortie est relié au conformateur et une connexion (broche 3) permet de régler le niveau de sortie suivant la valeur de la résistance branchée entre ce point et + V. Cette broche permet également de déterminer la valeur de la tension de repos du signal de sortie.

Toutes les broches que nous avons utilisées dans le GDF 1 ont été examinées et nous constatons qu'il en existe encore deux autres dont nous n'avons pas parlé : l'entrée AM (broche 1) et l'entrée FSK (broche 9).

L'entrée AM est reliée au conformateur et permet une modulation de l'amplitude du signal de sortie suivant la valeur de la tension qui lui est appliquée par rapport à la masse. Sachez que l'amplitude est maximale quand la tension appliquée à cette entrée est nulle et qu'elle diminue linéairement en fonction de l'augmentation de cette tension. Cette connexion permet donc de moduler le signal produit par le circuit par le biais d'un deuxième générateur, par exemple.

Nous n'avons pas exploité cette possibilité sur le GDF 1 et avons donc relié l'entrée AM à la masse.

L'entrée FSK est reliée à la logique de commande et permet de choisir l'entrée 7 ou 8 pour le pilotage du VCO suivant que la tension qui y est appliquée est nulle ou de 2 V environ. Cette possibilité est très intéressante lorsque l'on veut construire un générateur de rampes dissymétriques puisqu'il suffit alors de relier cette entrée à la broche 11 (sortie ⊓) et de relier les broches 7 et 8 à la masse via deux résistances de valeurs différentes. L'une de ces résistances déterminant le temps de montée du signal et l'autre, celui de la descente. Cette possibilité n'est pas exploitée dans le cas qui nous occupe et nous avons donc laissé l'entrée FSK « en l'air ».

Toutes les fonctions possibles du XR 2206 ayant été passées en revue, examinons rapidement ses conditions d'utilisation et caractéristiques.

– Tension d'alimentation : comprise entre 10 et 26 V (24 V sur le GDF 1).

– Courant d'alimentation compris entre 12 et 17 mA.

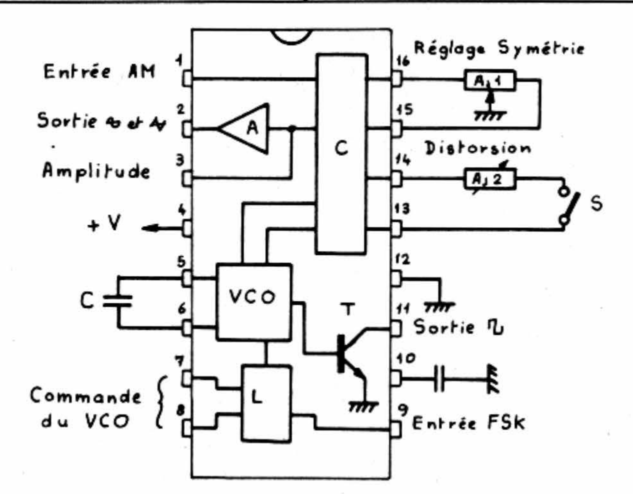


Fig. 1. – Synoptique de fonctionnement du XR 2206.

– Fréquence comprise entre 0,01 Hz et 1 MHz.
– Stabilité en température : ± 10 à 50 ppm/C°.
– Stabilité en amplitude : ± 0,5 dB de 0,5 Hz à 1 MHz.
– Impédance de sortie de l'ampli : 600 Ω.
– Linéarité en triangulaire : meilleure que 1 %.
– Distorsion de signaux sinusoïdaux : 0,4 %.
– Amplitude maxi des signaux triangulaires sur la maquette : 3 V_{cc}.
– Amplitude maxi des signaux sinusoïdaux sur la maquette : 0,8 V_{cc}.
– Temps de montée des signaux carrés : 250 ns. Temps de descente : 50 ns.
– Valeur théorique du potentiomètre de réglage de la symétrie : 25 kΩ.
– Valeur théorique de l'ajustable de réglage de la distorsion : 470 Ω.
– Valeur de C : entre 1 nF et 100 µF.
– Niveau de la commande de l'entrée FSK : de 0,8 à 2,4 V.
– Impédance de l'entrée AM : de 50 à 100 kΩ.

Voilà ! toutes les caractéristiques du XR 2206 ont été passées au peigne fin et ce circuit ne doit plus avoir aucun secret pour vous. Rien ne vous empêche, d'ailleurs, de profiter de ces éléments pour étendre les possibilités du GDF 1.

a) L'oscillateur et l'ampli de sortie

Le schéma de la figure 2 vous montre les circuits de fonctionnement du GDF 1. On reconnaît le XR 2206 (IC_1) associé à divers dispositifs de réglage et l'amplificateur de sortie construit autour de IC_2. Par rapport à ce qui a été énoncé plus haut concernant le XR 2206, la plus grande différence réside dans l'alimentation.

En effet, le GDF1 est alimenté en + 12 V et – 12 V par rapport à la masse ce qui nous permet de disposer en sortie de signaux de 10 V_{cc} alors que dans l'étude théorique du XR 2206 nous n'avions parlé que d'une seule source l'alimentation. Le point de repos du signal produit par IC_1 est donc centré sur la masse du GDF 1 par le biais du pont diviseur R_1, Aj_1 et R_2. Aj_1 permet donc de régler la valeur de la composante continue du signal de sortie (point H) à 0 V. L'amplitude des signaux de sortie est réglable grâce à Aj_2 qui est monté entre la broche 3 de IC_1 et le curseur de Aj_1. La commande de la fréquence est ici opérée par tension, nous avons donc relié la broche 7 au curseur de P_1 via R_3. La tension au point C peut varier de – 8,78 V à – 8,92 V grâce à Aj_3 ce qui permet le calage de la fréquence mini. La tension au point D varie donc, suivant la position de P_1, de – 11,70 V (fréquence maxi) à l'une des deux valeurs précédentes (fréquence mini).

Nous avons préféré une commande par tension à une simple résistance variable reliant la broche 7 au – 12 V car cette solution permet une graduation quasi-linéaire du bouton de commande de P_1. Le commutateur K_1 permet de choisir entre les condensateurs C_1 à C_5 celui dont la valeur détermine la gamme de fréquences désirée. De plus, une position « C extérieur » a été prévue afin de satisfaire ceux qui désireraient étendre les possibilités de l'appareil. Tel qu'il est décrit ici, P_1 fait varier la fréquence dans un rapport de 1 à 10 et K_1 permet de choisir les gammes de fréquences de 2-20 Hz à 20-200 kHz ce qui nous semble amplement suffisant pour l'utilisation envisagée. Le réglage de la symétrie des signaux s'effectue grâce à Aj_4 dont le curseur est relié au – 12 V. Le réglage de la distorsion des signaux sinusoïdaux est confié à Aj_5 lorsque K2a le relie aux broches 13 et 14 du XR 2206. L'entrée AM du circuit n'étant pas utilisée, nous avons relié la broche 1 au – 12 V et l'amplitude du signal est donc maximale. De même l'entrée FSK n'étant pas exploitée, la broche 9 du circuit est tout simplement laissée « en l'air ». La broche 11 est chargée par R_6 et R_5 achemine le signal carré vers un écrêteur constitué de la diode germanium D_1 et de

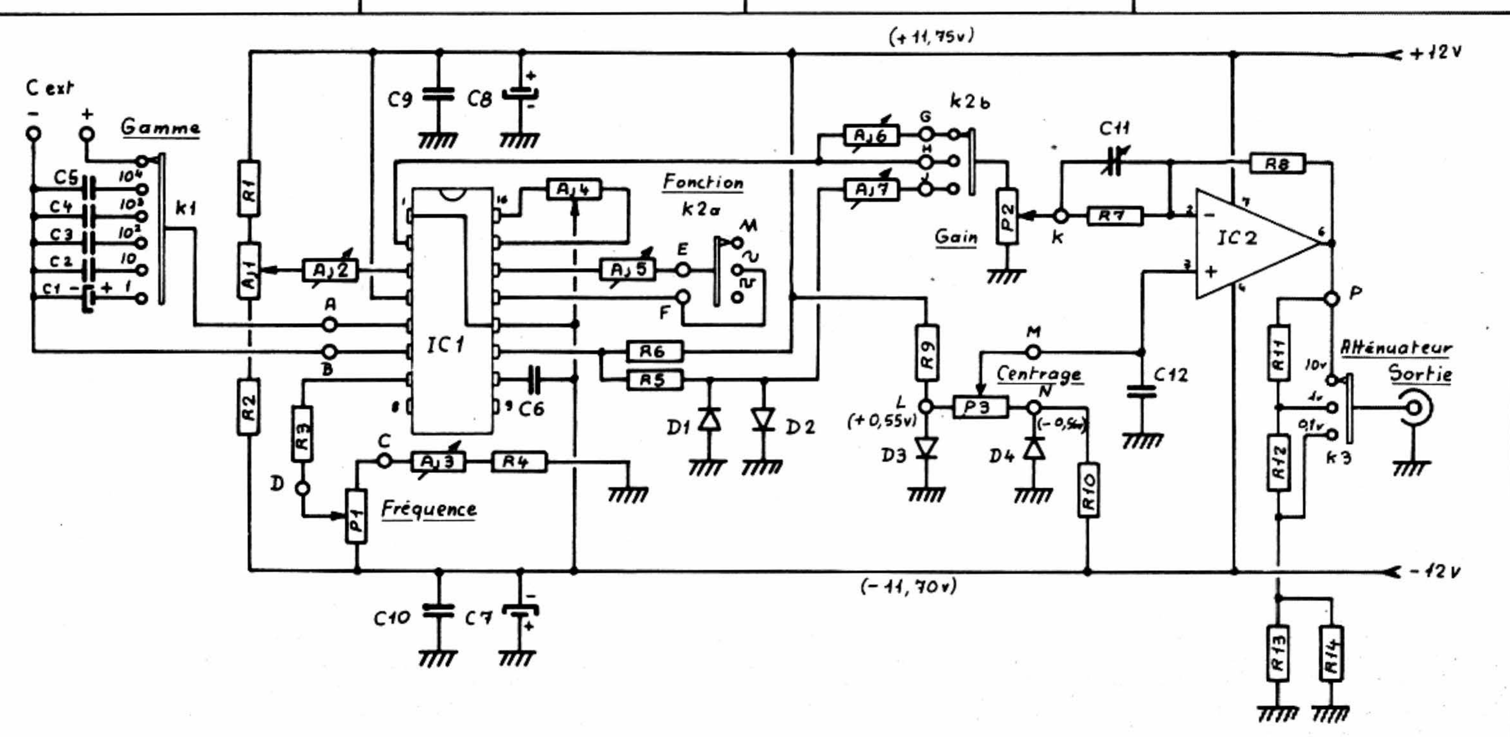


Fig. 2. – Schéma de principe de l'oscillateur et de l'étage de sortie. Entre parenthèses, tensions relevées sur notre maquette.

celle au silicium, D_2. Nous obtenons, par conséquent, un signal carré d'une amplitude de 17 V_{cc} sur la broche 11 et un signal identique mais d'une amplitude de 1,25 V_{cc} aux bornes des diodes D_1 et D_2. Le commutateur K2b permet de choisir la fonction désirée et les amplitudes respectives des divers signaux étant différentes, les ajustables Aj_6 pour la fonction « triangulaire » et Aj_7 pour la fonction « carré » permettent d'uniformiser ces différents signaux avant leur entrée dans l'étage de sortie.

Celui-ci est bâti autour d'un ampli opérationnel très performant, le LM 318, dont la bande passante est très étendue (15 MHz pour petits signaux) et le Slew-Rate particulièrement élevé (70 V/μs). Ce circuit est monté en ampli inverseur avec réglage d'offset. Le gain théorique du montage est donné par la relation :

$$Av = \frac{R_7 + R_8}{R_7}$$

soit environ 40 avec les valeurs indiquées. Un condensateur ajustable (C_{11}) est monté en parallèle sur R_7 ce qui permet de régler la parfaite transmission des signaux carrés et P_2 dose le gain du montage et, partant de là, l'amplitude du signal de sortie. Le décentrage (offset) du signal de sortie par rapport à la masse est rendu possible par l'action sur P_3 qui relie l'entrée non-inverseuse de IC_2 à $\pm$ 0,6 V suivant la position du curseur. Les circuits $R_9 + D_3$ et $R_{10} + D_4$ forment deux circuits générateurs de tension régulée ce qui contribue à la parfaite stabilité des signaux de sortie. Compte tenu des valeurs indiquées, la sortie de IC_2 est décentrable de $\pm$ 10 V par rapport à la masse. Un atténuateur simple suit l'amplificateur de sortie et K_3 permet de choisir la valeur maxi de la tension de sortie soit 10 V_{cc}, 1 V_{cc} et 0,1 V_{cc}. Cet atténuateur est constitué de trois résistances montées en série dont la valeur totale est de 1,111 kΩ.

Soit :

R_{11} = 1 kΩ, R_{12} = 100 Ω et R_{13}/R_{14} = 11,11 Ω, que nous avons réalisé par la mise en parallèle de R_{13} : 12 Ω et de R_{14} : 150 Ω. Nous indiquons dans la nomenclature des résistances 1/2 W, 5 % ce qui donne une précision de 5 % dans le pire des cas. Ceux qui désireraient obtenir une meilleure précision peuvent utiliser des résistances à 1 % ou, comme nous l'avons fait, choisir parmi leur stock les valeurs idéales à l'aide d'un multimètre numérique. La sortie du GDF 1 est protégée contre les courts-circuits par la résistance intégrée sur la puce du LM318, il faut cependant éviter tout court-circuit prolongé et toute surtension. Comme nous l'avons vu, le GDF 1 est alimenté en + 12 V et − 12 V, ces deux alimentations sont soigneusement découplées par les condensateurs C_7, C_8, C_9 et C_{10} afin d'éviter toute réaction intempestive.

c) L'alimentation

Le GDF 1 nécessitant deux sources d'alimentation symétriques et la consommation étant faible, nous avons employé un transfo à point milieu de 3 VA délivrant 2 × 12 V comme le montre la figure 3. Le transfo est suivi d'un pont redresseur, R_d, et le filtrage est confié à deux condensateurs de 470 μF − 25 V (C_{13} et C_{16}). Aux bornes de chacun de ces condensateurs nous relevons une tension de l'ordre de 15,5 V. La régulation est très simple puisque nous avons utilisé deux transistors ballasts avec diode Zener dans la base. Chaque diode Zener est montée en série avec une diode au silicium du type 1N4148 ce qui permet de compenser la perte de tension due au Vbe des transistors et de corriger en partie la dérive en fonction de la température. En sortie de chaque alimentation, nous relevons environ 11,7 V et le découplage est confié à deux condensateurs de 0,1 μF (C_{15} et C_{18}). Comme toutes les alimentations de ce type, celles du GDF 1 ne sont pas protégées contre les courts-circuits, la plus grande prudence à cet égard est donc de rigueur.

Un voyant LED est prévu signalant la mise sous tension de l'appareil et son alimentation est prélevée aux bornes de C_{16} par le biais de R_{16}.

L'étude théorique du GDF 1 est terminée et nous espérons que cet indispensable avant-propos ne vous a pas semblé trop fastidieux. Nous vous proposons à présent d'en entreprendre la réalisation ce qui fait l'objet du prochain chapitre.

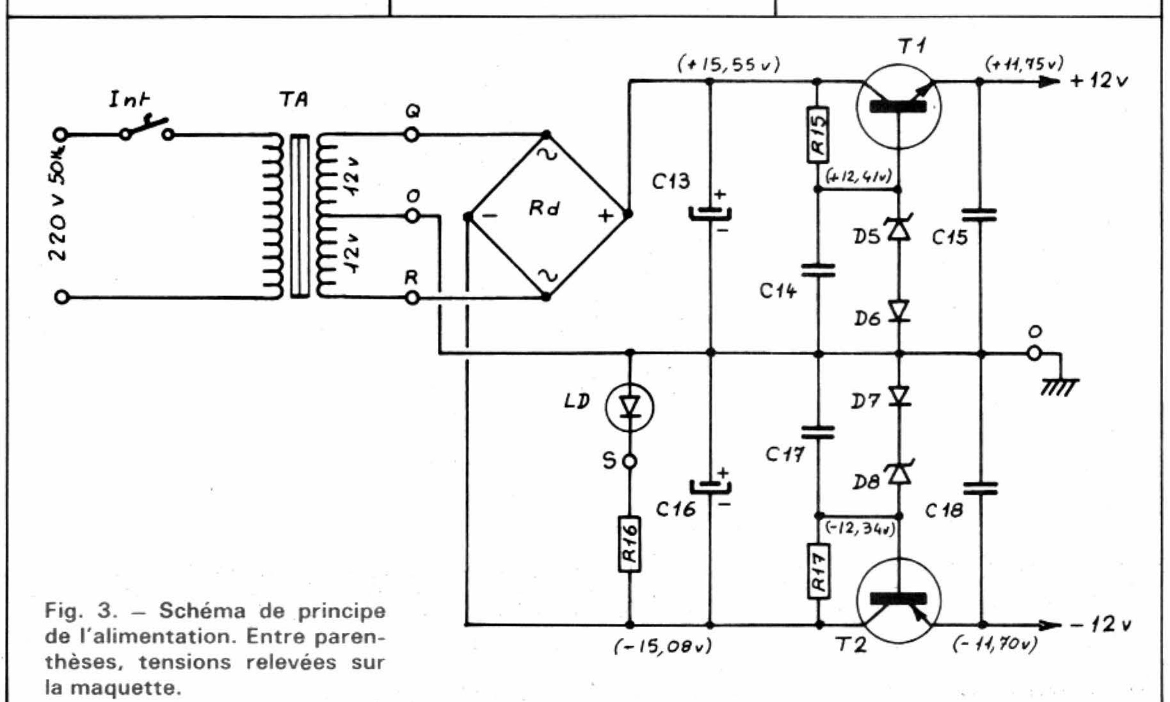


Fig. 3. – Schéma de principe de l'alimentation. Entre parenthèses, tensions relevées sur la maquette.

— III —

Réalisation du GDF 1

Le GDF 1 étant un appareil relativement simple, nous avons essayé d'en faciliter la construction afin que celle-ci puisse être entreprise par un amateur même débutant. Nous pensons y être parvenu et tout a été mis en œuvre afin de vous faciliter la tâche.

a) Liste des composants

– Résistances :
R_1 : 4,7 kΩ 1/4 W 5 %
R_2 : 4,7 kΩ 1/4 W 5 %
R_3 : 3,9 kΩ 1/4 W 5 %
R_4 : 15 kΩ 1/4 W 5 %
R_5 : 4,7 kΩ 1/4 W 5 %
R_6 : 15 kΩ 1/4 W 5 %
R_7 : 1 kΩ 1/4 W 5 %
R_8 : 39 kΩ 1/4 W 5 %
R_9 : 22 kΩ 1/4 W 5 %
R_{10} : 22 kΩ 1/4 W 5 %
R_{11} : 1 kΩ 1/2 W 5 %
R_{12} : 100 Ω 1/2 W 5 %
R_{13} : 12 Ω 1/2 W 5 %
R_{14} : 150 Ω 1/4 W 5 %
R_{15} : 470 Ω 1/4 W 5 %
R_{16} : 1,5 kΩ 1/4 W 5 %
R_{17} : 470 Ω 1/4 W 5 %

– Condensateurs :
C_1 : 10 µF 25 V tantale
C_2 : 1 µF 100 V MKH
C_3 : 0,1 µF 100 V MKH
C_4 : 10 nF 100 V MKH
C_5 : 1 nF 63 V céramique
C_6 : 1 µF 100 V MKH
C_7 : 4,7 µF 63 V chimique
C_8 : 4,7 µF 63 V chimique
C_9 : 0,1 µF 250 V polyester
C_{10} : 0,1 µF 250 V polyester
C_{11} : 5,5 à 40 pF CO 10 RTC
C_{12} : 0,1 µF 100 V MKH
C_{13} : 470 µF 25 V chimique
C_{14} : 0,1 µF 250 V polyester
C_{15} : 0,1 µF 250 V polyester
C_{16} : 470 µF 25 V chimique
C_{17} : 0,1 µF 250 V polyester
C_{18} : 0,1 µF 250 V polyester

– Semi-conducteurs et circuits intégrés :
IC_1 : XR 2206 CP
T_1 : 2N1711
D_1 : 0A95
D_3 : 1N4148
D_5 : Zener 12 V 0,4 W
D_7 : 1N4148
LD : diode LED rouge Ø 5 mm
IC_2 : LM 318H
T_2 : 2N2905A
D_2 : 1N4148
D_4 : 1N4148
D_6 : 1N 4148
D_8 : Zener 12 V, 0,4 W
Rd : BY164

– Divers :
K_1 : Commutateur rotatif Lorlin, 1 circuit, 12 positions (réglé sur 6 positions)
K_2 : Commutateur rotatif Lorlin, 4 circuits, 3 positions
K_3 : Commutateur rotatif Lorlin, 4 circuits, 3 positions.
Int : interrupteur miniature C & K type 7101
TA : Transfo 3 VA, primaire 220 V, secondaire 2 × 12 V
Aj_1 : 2,2 kΩ miniature genre PAC 10 RTC
Aj_2 : 4,7 kΩ miniature genre PAC 10 RTC
Aj_3 : 1 kΩ miniature genre PAC 10 RTC
Aj_4 : 22 kΩ miniature genre PAC 10 RTC
Aj_5 : 470 Ω miniature genre PAC 10 RTC
Aj_6 : 10 kΩ miniature genre PAC 10 RTC
Aj_7 : 10 kΩ miniature genre PAC 10 RTC
P_1 : 4,7 kΩ CI P2OC Radiohm variation linéaire
P_2 : 4,7 kΩ CI P2OC Radiohm variation linéaire
P_3 : 10 kΩ CI P2OC Radiohm variation linéaire
2 prises bananes Ø 2 mm
1 prise BNC
5 boutons Ø 16 mm avec index (Elcey)
1 bouton Ø 23 mm avec index (Elcey)
1 cordon-secteur
1 passe-fil
14 vis à tôle 3 × 10
2 boulons 3 × 10
4 entretoises laiton Ø 4/3 mm, longueur 40 mm.
2 circuits imprimés époxy ou bakélite
1 boîtier en tôle d'alu de 10/10e
1 face avant

b) Les circuits imprimés

Désirant limiter le nombre des liaisons et simplifier le montage, nous avons regroupé sur un premier circuit imprimé la plupart des composants et sur un deuxième, la totalité des dispositifs de commande. Ces deux circuits sont assemblés grâce à des entretoises et forment un bloc compact facilitant la maintenance. Reproduisez par la méthode de votre choix le tracé des figures 4 et

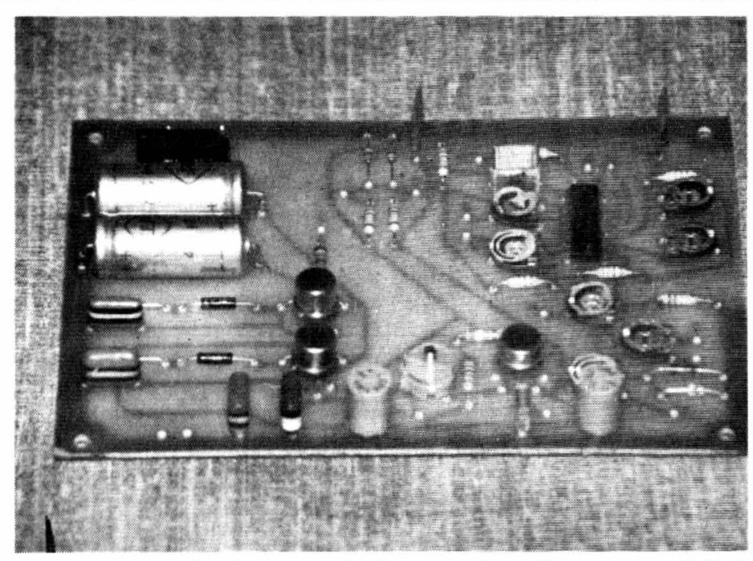


Photo 1. – Le circuit A est câblé, notez l'excellente accessibilité des composants.

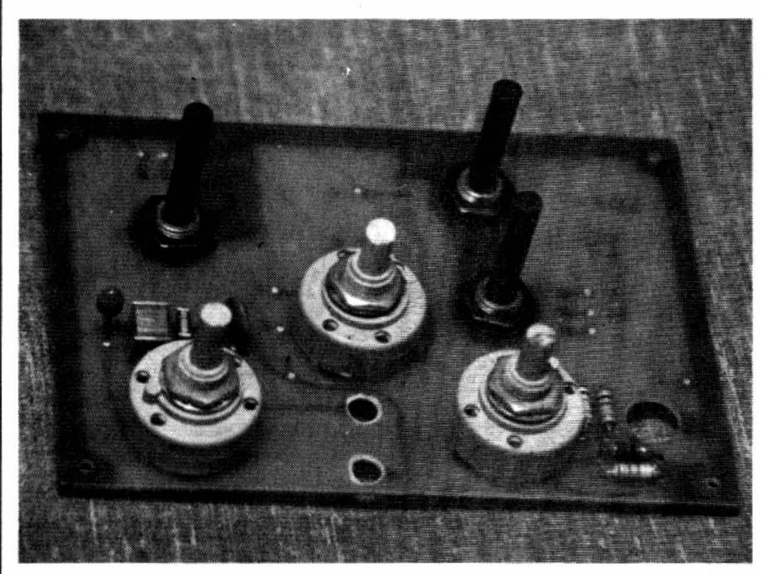


Photo 2. – Le circuit B est câblé, les commutateurs sont enfoncés à fond dans les orifices de fixation.

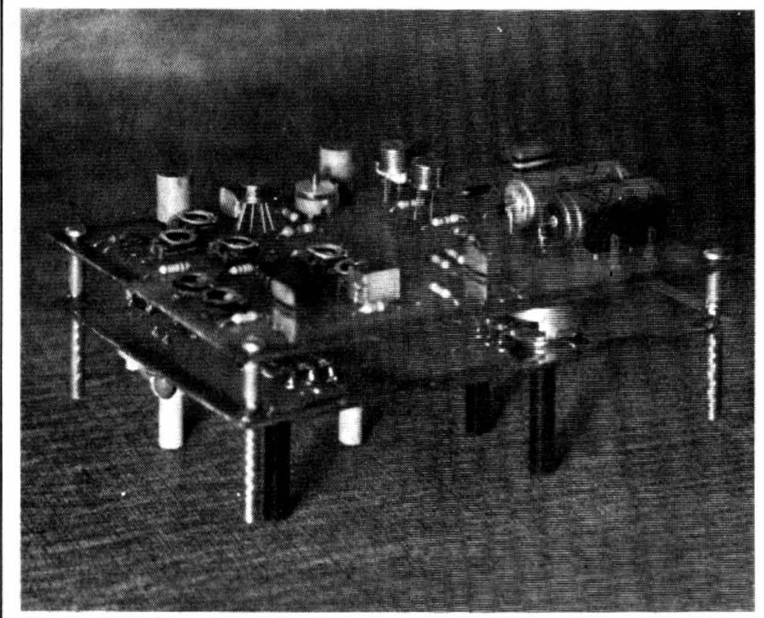


Photo 3. – Les deux circuits sont assemblés et forment un bloc compact.

5, l'emploi du feutre est possible étant donnée la simplicité du dessin. Utilisez de préférence de l'époxy de 15/10e, ce matériau étant plus rigide que la bakélite.

Après gravure, nous vous conseillons d'étamer chaque circuit au fer à souder ou à l'aide de l'étain à froid.

Percez tous les trous à 0,8 mm sauf ceux servant à la fixation des ajustables (1 mm), des cosses « poignard » (1,3 mm), de C_{11} (1,3 mm) et de Rd (1 mm). Les trous de fixation du circuit A sont à forer à 3 mm et ceux du circuit B à 4 mm. Les trous de fixation des commutateurs sont ébauchés à la scie Abrafil et finis à la lime douce 1/2 ronde.

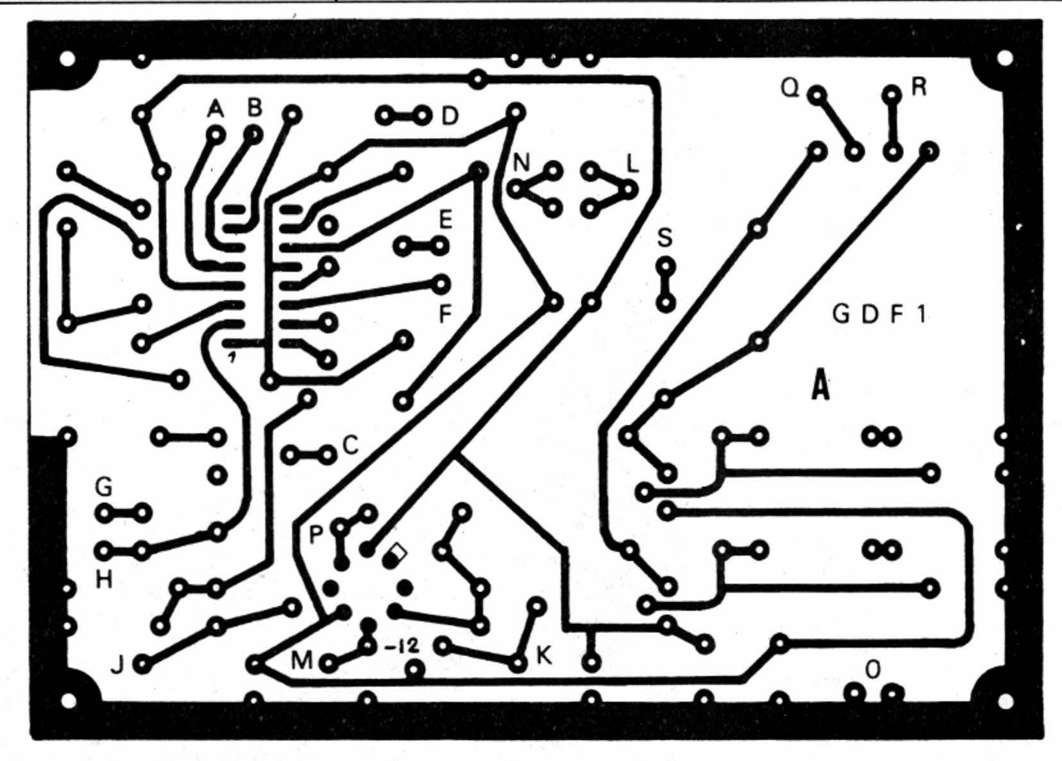


Fig. 4. – Circuit A. A réaliser de préférence à l'aide d'époxy 15/10e.

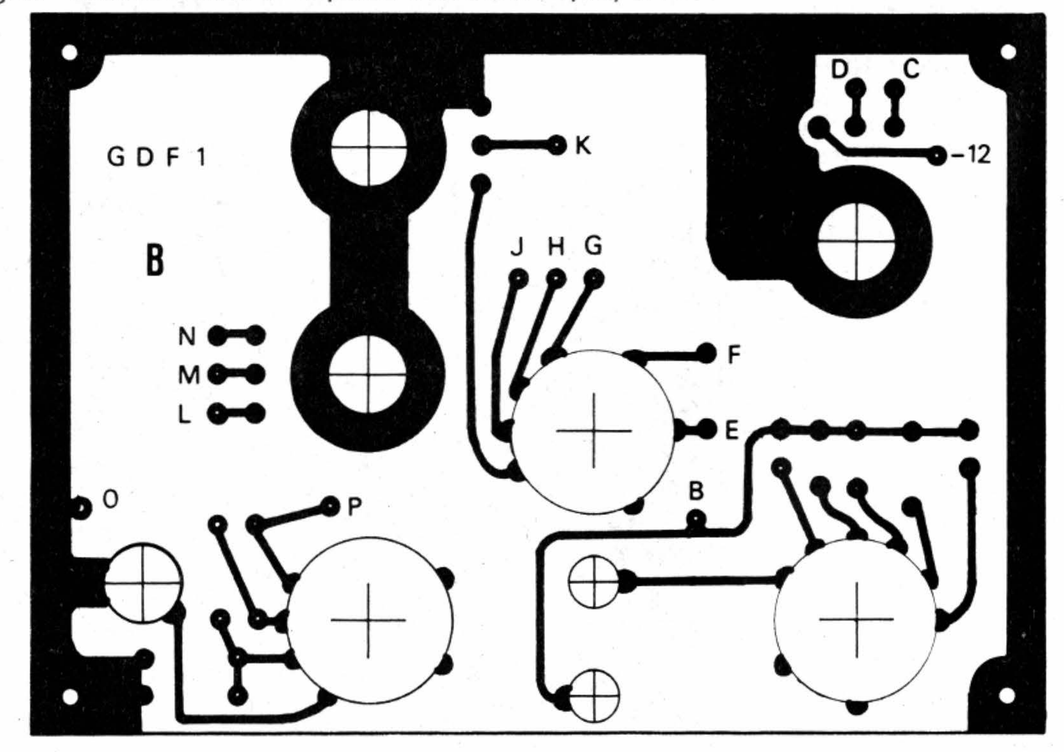


Fig. 5. – Circuit B. Les trous de fixation des potentiomètres et commutateurs sont à respecter. Epoxy 15/10e de préférence.

La plus grande attention est indispensable quant au respect des cotes indiquées si l'on veut éviter tout ennui lors de la mise en boîtier. A ce sujet, il est impératif d'employer le modèle de commutateur indiqué dans la nomenclature des composants car les modèles blindés type AB Electronics n'entrent pas dans le boîtier. La préparation mécanique étant achevée, implantez les composants en vous aidant des figures 6 et 7.

Positionnez les commutateurs et potentiomètres sur le circuit B de manière à ce que leurs axes soient aux emplacements voulus, servez-vous pour cela du tracé de la figure 5. Tous les composants étant en place, préparez dans du tube laiton de 4/3, quatre entretoises de 40 mm de long. Fixez-les au circuit A côté cuivre à l'aide de 4 vis à tôle de 3 × 10 en serrant le tube à la pince coupante afin que les filets « mordent ».

Enfilez les entretoises dans les trous de fixation du circuit B et laissez-les dépasser de 23 mm très exactement. Après vérification du parfait équerrage des entretoises par rapport au circuit B, soudez-les sur les pastilles prévues à cet effet. Les deux circuits forment ainsi un bloc rigide et compact tout en assurant une accessibilité parfaite aux composants ce qui facilite les interventions. Sur la maquette, le circuit IC_1 est directement soudé sur le circuit A, rien ne vous empêche de le monter sur un support si vous craignez de le détruire lors du soudage ou des essais.

Ce travail terminé, procédez à une vérification méticuleuse des deux circuits que ce soit au niveau du tracé des

pistes ou du respect de la valeur et de l'orientation correcte des composants.

c) Le boîtier

Par habitude autant que par nécessité, nous l'avons réalisé nous-même ce qui constitue le moyen le plus économique de satisfaire nos besoins. Sachez toutefois que le coffret P/4 de la marque TEKO convient également mais qu'il faut alors déplacer le transfo et que l'encombrement est plus important.

Pour ceux qui sont, comme nous, des adeptes convaincus de la tôlerie « maison », tracez, découpez et pliez le boîtier et son couvercle dont les cotes sont données sur les plans des figures 8 et 9.

Après le pliage, percez tous les trous aux dimensions indiquées et présentez le bloc de commande. Corrigez éventuellement les emplacements des axes de commandes afin d'éviter qu'ils ne forcent sur les trous du boîtier. Assemblez ensuite le boîtier et son couvercle à l'aide de vis à tôle de 3 × 10 et percez les trous de fixation du transfo qui est maintenu en place par 2 boulons de 3 × 10.

Montez à présent la totalité des accessoires à l'intérieur du coffret et corrigez les éventuelles erreurs de traçage.

Démontez ensuite le tout et fignolez votre travail à la lime douce pour l'abavurage et à la toile émeri pour le ponçage de la tôle avant sa mise en peinture. Celle-ci se fait par application en deux couches d'un émail à froid à l'aide d'un simple pinceau à poils souples. Reproduisez sur un carton à dessin que vous collerez ensuite à l'Araldite, le modèle de face avant qui est visible sur les photographies qui illustrent cet article. Les lettres à transfert direct et le tire-lignes sont parfaitement adaptés à cet usage. Laissez cependant vierges les graduations de P_1 et de P_2 qui seront inscrites après la mise au point du GDF 1. De même, ne recouvrez pas, pour l'instant, la face avant de l'indispensable pellicule plastique de protection et prenez toutes les dispositions voulues pour ne pas la souiller.

d) Le câblage

Démontez le circuit A du circuit B et reliez les divers points de liaison entre les deux circuits côté cuivre à

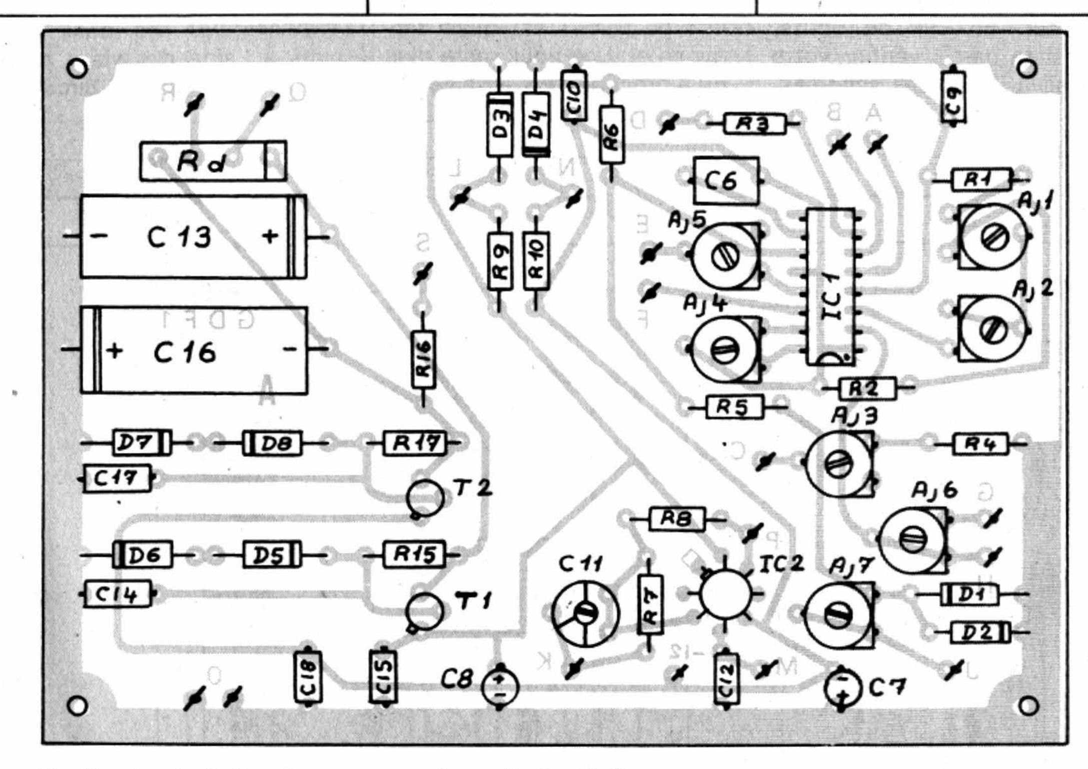


Fig. 6. – Implantation des composants sur le circuit A.

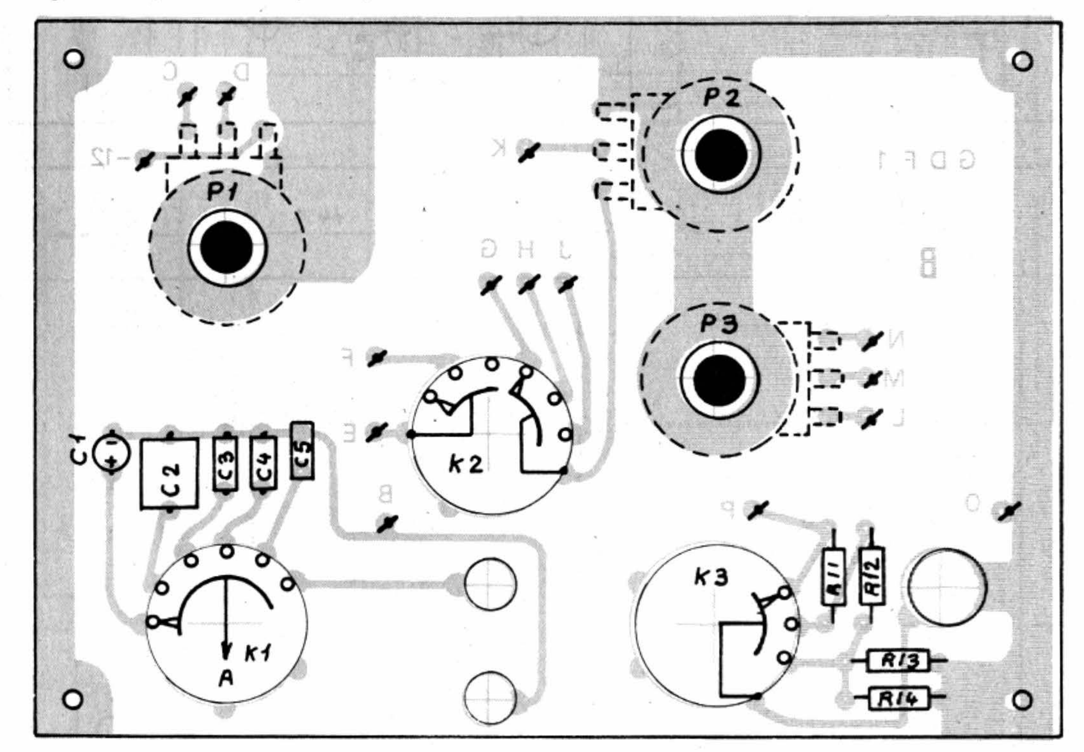


Fig. 7. – Implantation des composants sur le circuit B.

l'aide de fil souple de 5/10e en suivant les indications de la figure 10. Nous vous recommandons de câbler « court » afin d'éviter toute influence parasitaire et de veiller à ne pas commettre d'erreur. En cas de doute, n'hésitez pas à vérifier votre travail à l'aide des schémas.

Contentez-vous, pour l'instant, de relier les deux circuits imprimés et ne vous occupez pas du câblage des accessoires qui aura lieu après les essais.

La réalisation proprement dite du GDF 1 est quasi terminée et il ne vous reste plus qu'à procéder aux essais.

– IV –

Mise au point du GDF 1

a) Mise en service

Assemblez les deux circuits à l'aide des vis à tôle, reliez le transfo au circuit A et munissez-le du cordon-secteur. Branchez un voltmètre entre + 12 V et la masse et retirez IC_1 de son support si vous en avez monté un. Dès la mise sous tension, vous devez lire 11,7 V à 5 % près sinon, contrôlez qu'il n'y a pas de court-circuit, que la tension entre la base de T_1

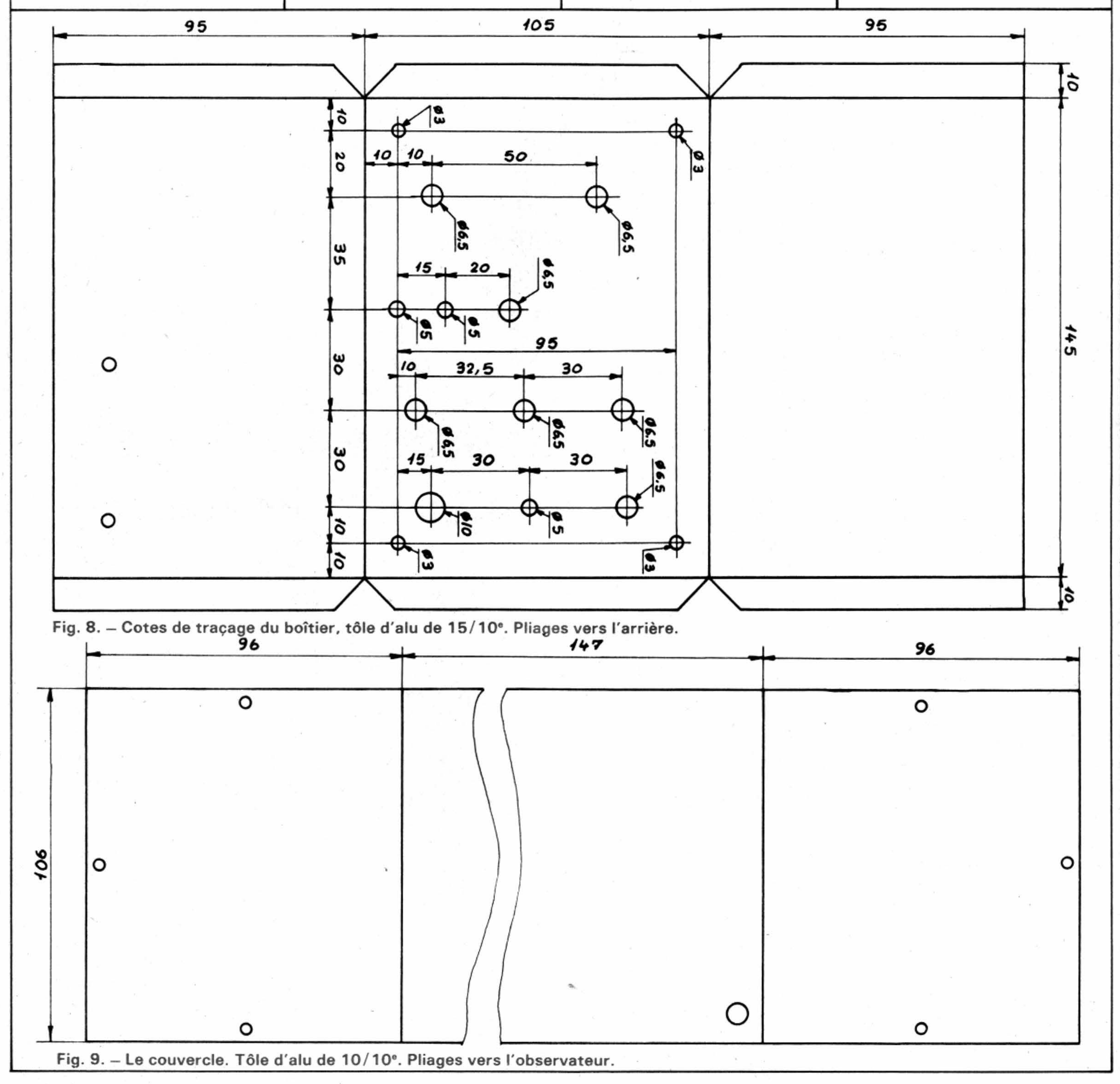


Fig. 8. – Cotes de traçage du boîtier, tôle d'alu de 15/10e. Pliages vers l'arrière.

Fig. 9. – Le couvercle. Tôle d'alu de 10/10e. Pliages vers l'observateur.

est de 12,4 V environ et que celle aux bornes de C_{13} de l'ordre de 15,5 V. Procédez aux mêmes essais avec l'alimentation – 12 V où vous devez retrouver les tensions indiquées sur le schéma de la figure 3 à 5 % près.

Les deux alimentations fonctionnant de manière correcte, positionnez tous les ajustables ainsi que les potentiomètres à mi-course, K_1 sur « 10^2 », K_2 sur « ∿ » et K_3 sur « 10 V_{cc} ». Installez le XR 2206 sur son support et reliez l'entrée de votre oscillo au point H. Dès la mise sous tension, un signal sinusoïdal doit apparaître et son amplitude doit être de 0,6 V_{cc} environ. Le fait de basculer K_2 sur « △ » doit provoquer l'apparition d'un signal triangulaire d'une amplitude de 2,3 V_{cc} environ.

Positionnez à présent K_2 sur « ⊓ » et reliez l'entrée de l'oscillo au point J, un signal rectangulaire doit être observé et son amplitude doit avoisiner 0,6 V_{cc}. Reliez l'entrée de votre oscillo à la sortie P du GDF 1 et constatez que l'action sur P_3 provoque le décentrage du signal à ± 8 V. Placez K_2 sur « △ » et tournez P_2, un signal triangulaire doit apparaître et son amplitude doit être de plus de 10 V_{cc} quand P_3 est à mi-course.

Constatez que l'action sur Aj_1 décentre le signal et que celle sur Aj_2 en modifie l'amplitude. Recommencez les essais avec K_2 sur « ∿ » puis sur « ⊓ » où l'action sur Aj_1 et Aj_2 est inopérante. Positionnez K_1 sur toutes les gammes et constatez que vous obtenez une fréquence plus ou moins élevée suivant la gamme choisie.

Si tous ces résultats sont obtenus, vous pouvez pousser un soupir de soulagement : le GDF 1 fonctionne. Dans le cas contraire, très improbable si vous avez respecté les plans et utilisé des composants de qualité, véri-

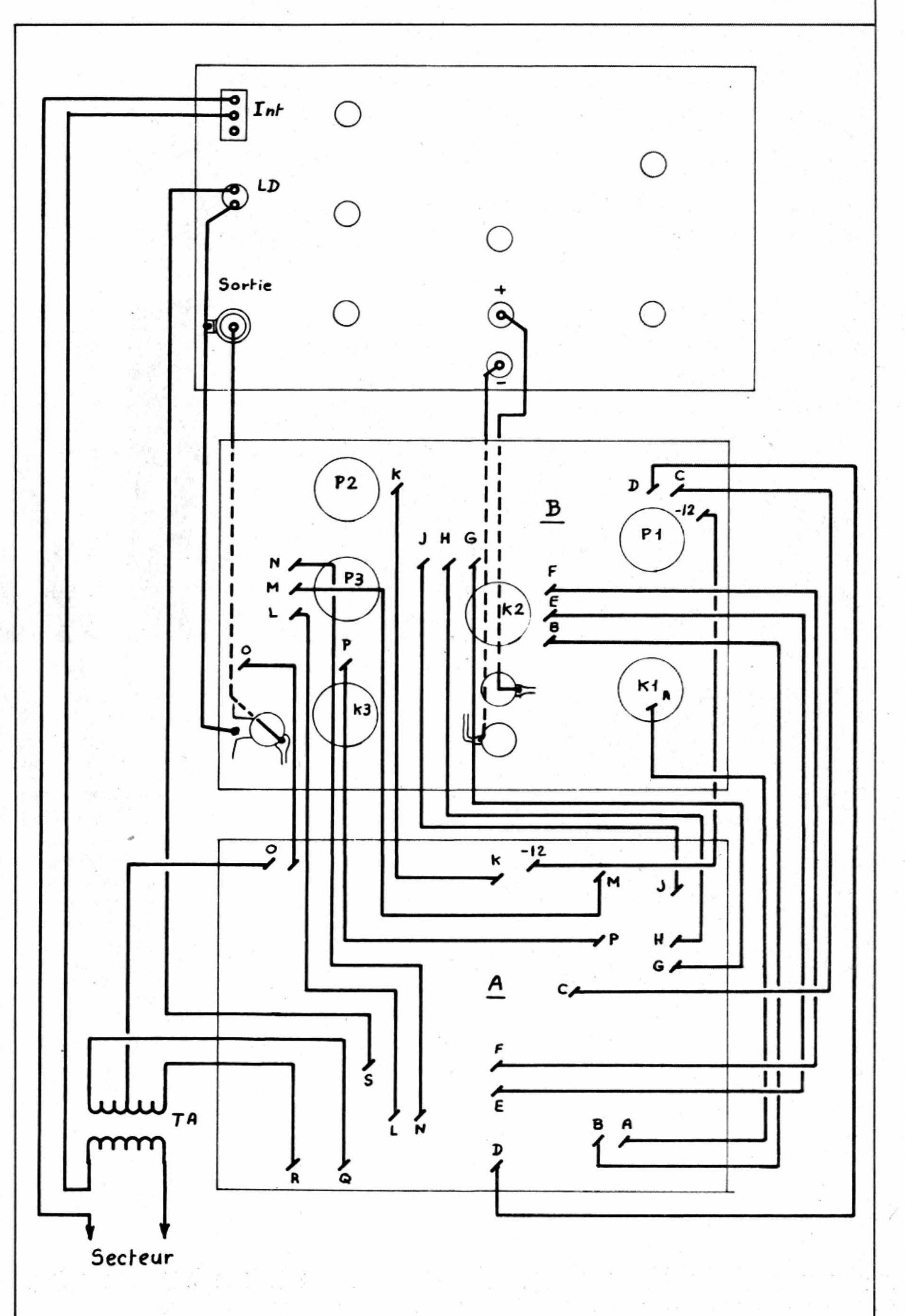


Fig. 10. – Plan de câblage du GDF 1. Les liaisons entre les deux circuits se font côté cuivre.

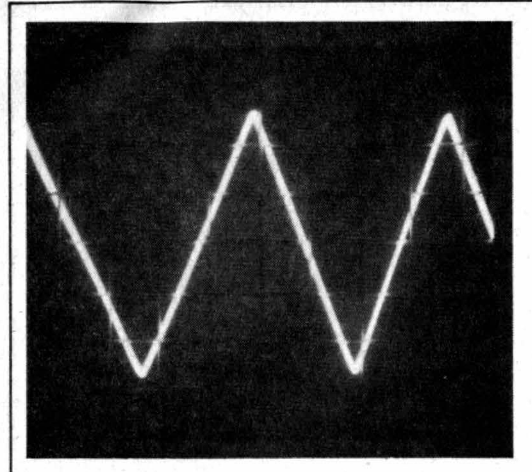


Photo 4.

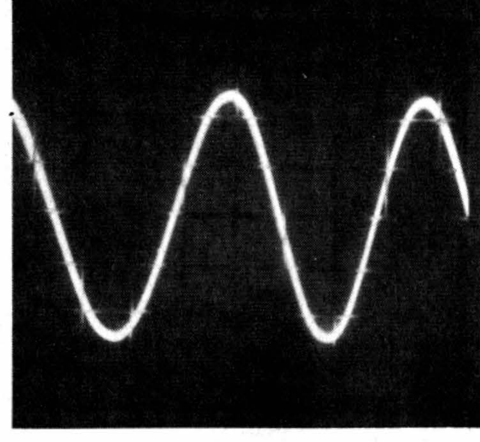


Photo 5.

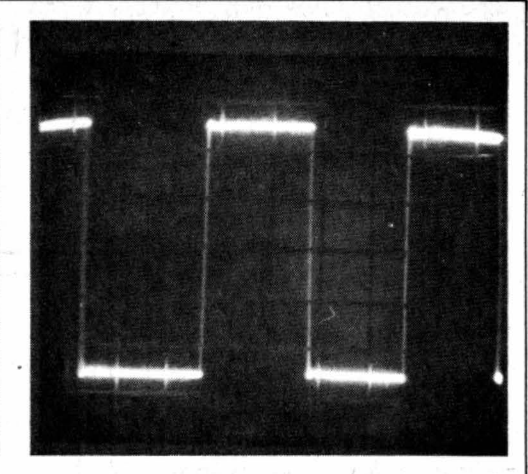


Photo 6.

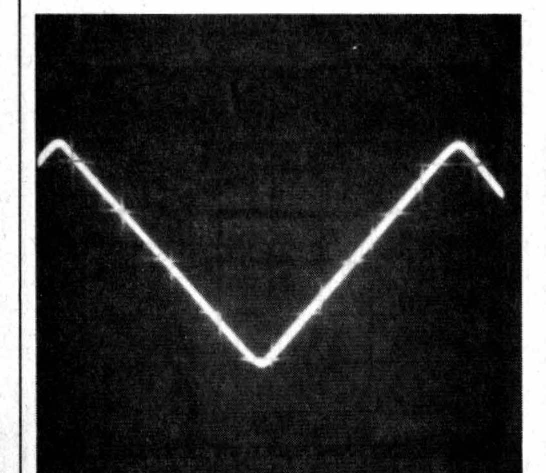


Photo 7.

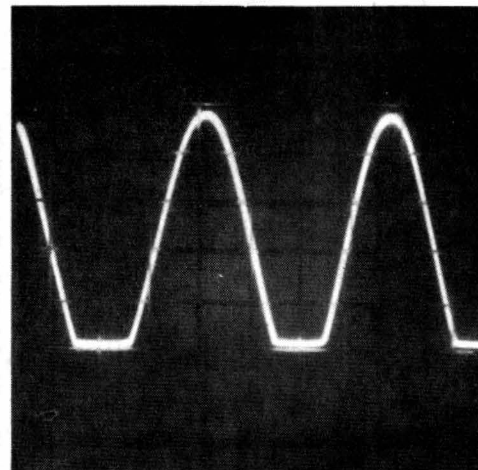


Photo 8.

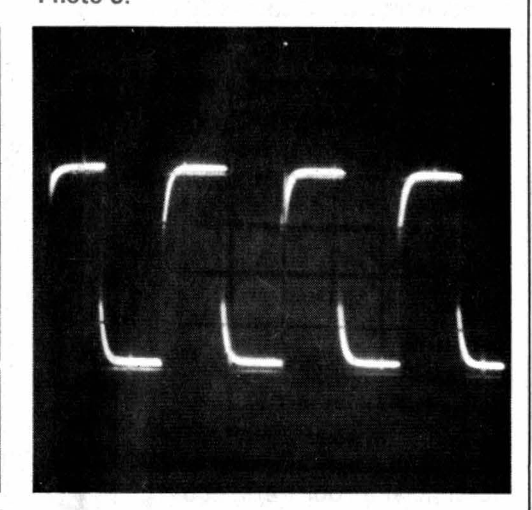


Photo 9.

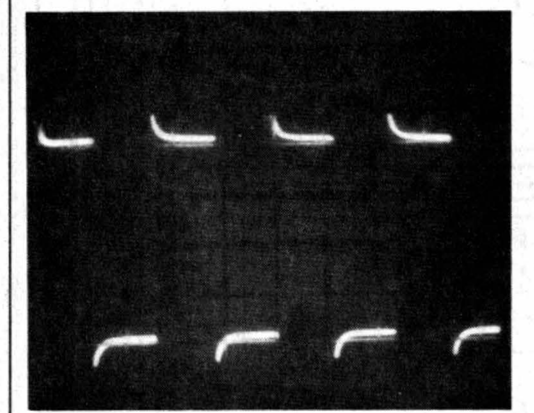


Photo 10.

Photo 4. – Le GDF 1 en position « ⏦ ». f = 10 kHz, V_s = 6 V_{cc}. Notez la linéarité parfaite du signal.

Photo 5. – Les sinusoïdes délivrées par le GDF 1 sont presque parfaites (Td = 0,5 %). f = 10 kHz, V_s = 6 V_{cc}.

Photo 6. – Les signaux carrés ne présentent aucune trace d'élancements ou d'amortissements, C_{11} est correctement réglé. f = 10 kHz, V_s = 6 V_{cc}.

Photo 7. – Mise en évidence de la qualité parfaite des signaux triangulaires (et de l'oscillo !).

Photo 8. – Déformation des sinusoïdes due à un décentrage trop important de la sortie.

Photo 9. – C_{11} est réglé trop faible, le signal carré est amorti.

Photo 10. – C_{11} est trop fort, le signal carré présente une différenciation trop importante.

fiez le câblage qui est très certainement le coupable.

La mise en service étant terminée, installez les circuits à l'intérieur du boîtier afin de pouvoir procéder à la graduation de P_1 et de P_2.

b) Etalonnage

Placez K_2 sur « ⎍ », positionnez tous les ajustables à mi-course et réglez P_2 et P_3 de manière à obtenir en sortie de IC_2 un signal de 1 V_{cc} centré sur la masse. Placez le curseur de P_1 en butée du côté du point C et reliez la sortie P à l'entrée de votre fréquencemètre, si vous en possédez un. Réglez à présent Aj_3 jusqu'à ce que vous lisiez une fréquence de 180 Hz en gamme « 10^2 ». Tournez P_1 pour lire « 200 Hz » et tracez cette position sur la face avant au crayon. Faites ensuite de même pour toutes les autres positions (300 Hz, 400 Hz, 500 Hz, etc.).

Pour ceux qui ne possèdent pas de fréquencemètre ou qui ne peuvent s'en procurer, recherchez la position « 200 Hz » par les figures de Lissajous en utilisant un autre générateur étalonné et votre oscillo ou servez-vous de la base de temps de celui-ci qui est, en règle générale, précise à 5 % près.

Les variations de la fréquence étant linéaires par rapport à celles de la position de P_1, le traçage des indications est assez facile. Positionnez à présent P_1 sur « 10 » et vérifiez que vous obtenez un multiple ou un sous-multiple en raison 10 de la valeur initiale suivant la position de K_1. Corrigez éventuellement la valeur de l'un ou de l'autre des condensateurs C_1 à C_5 pour obtenir ce résultat. Positionnez à pré-

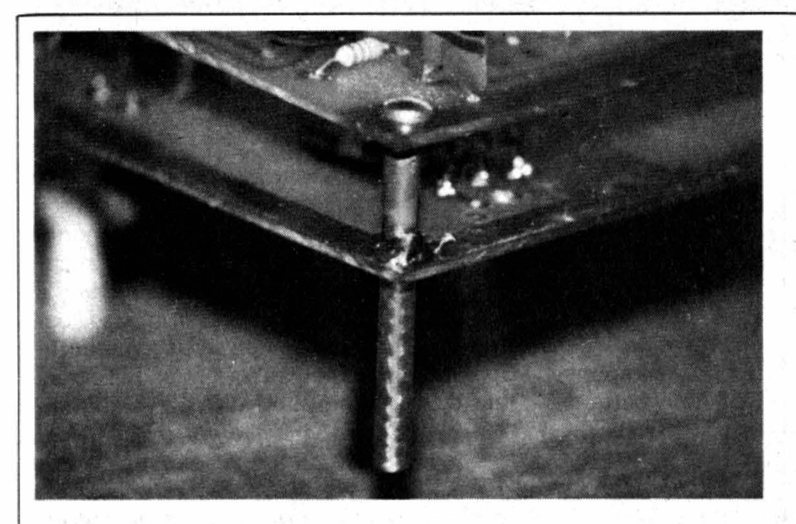


Photo 11. – Gros plan sur le système de fixation des circuits. L'entretoise est enfoncée à force dans le circuit B puis soudée.

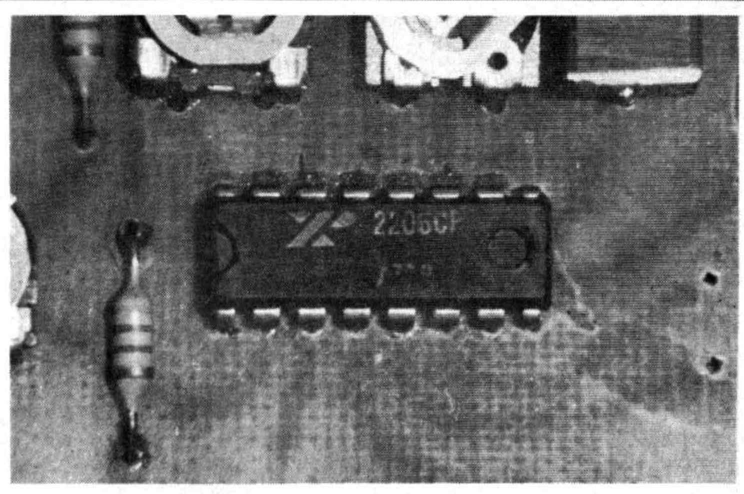


Photo 12. – Le « cœur » du GDF 1 : le XR 2206 CP.

sent K_1 sur « 10 » et P_1 sur « 5 » puis K_2 sur « ∿ » et centrez le signal de sortie sur la masse grâce à P_3.

Reliez un voltmètre alternatif à la sortie du GDF 1 via un condensateur de 1 μF non polarisé et réglez P_2 au maximum. Choisissez une gamme convenable sur le voltmètre (3 V_{eff}, par exemple) et agissez sur Aj_1 et Aj_2 pour obtenir la déviation maxi.

Il ne vous reste plus qu'à tourner P_2 et à inscrire sur la face avant les inscriptions « 1 V_{cc} » (correspondant à 0,3 V_{eff} dans notre exemple), « 2 V_{cc} », etc. Retirez à présent les circuits du boîtier et inscrivez les repères sur la face avant à l'aide des lettres à transfert direct puis recouvrez-la d'une feuille de plastique adhésif transparent.

Vous pouvez maintenant installer les accessoires dans le boîtier et procéder au montage définitif de l'appareil.

Nous pouvons à présent procéder aux derniers réglages du GDF 1 et nous commencerons par celui de la distorsion. Pour ce faire, réalisez sur une plaquette à cosses, ou autre, le montage de la figure 11 qui est un filtre de fondamentale double T. Un tel filtre élimine presque totalement la fondamentale et ne laisse passer que les harmoniques. La fréquence d'accord du montage est donnée par la formule :

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

Soit avec les valeurs indiquées : f_o = 1 591 Hz. Le réglage de la distorsion consiste à régler Aj_4 et Aj_5 afin de réduire au maximum le taux d'harmoniques qui entachent le signal sinusoïdal.

Réglez donc P_1 et K_1 sur 1 600 Hz environ et reliez la sortie du GDF 1 à l'entrée du filtre et la sortie de celui-ci à l'entrée de votre oscillo. Faites délivrer 5 V_{cc} en position « ∿ » grâce à P_2 et réglez P_3 d'abord avec P_2 au mini puis Aj_1 de manière à ce que la composante continue du signal de sortie soit nulle. Positionnez Aj_2 à mi-course puis agissez sur P_1 pour amener la fréquence du signal produit par le GDF 1 au point d'accord du filtre (amplitude minimale). Agissez maintenant sur Aj_4 puis sur Aj_5 afin d'amener l'amplitude du signal en sortie du filtre à sa valeur mini. Ce réglage terminé, vous pouvez calculer la valeur du taux de distorsion harmonique en utilisant la formule :

$$Td = \frac{Vm \cdot 100}{Vt}$$

Avec :
Td : Taux de distorsion harmonique en %.
Vm : Tension en sortie de filtre (V_{cc}).
Vt : Tension à l'entrée du filtre (V_{cc}).

Sur la maquette nous avons obtenu :
Vm = 30 m V_{cc}.
Vt = 5,8 V_{cc}.
soit :

$$Td = \frac{0{,}03 \cdot 100}{5{,}8} = 0{,}51\ \%$$

ce qui est parfaitement honorable si l'on songe à la technologie employée et au fait que les composants du filtre serraient les tolérances à 2 % près seulement.

Reliez à présent le GDF 1 directement à l'entrée de l'oscillo., réglez P_2 au mini et annulez la composante continue du signal en agissant sur P_3. Tournez P_2 au maximum en position « ∿ » sur 1 kHz et annulez la composante continue par l'action sur Aj_1. Réglez à présent Aj_2 pour obtenir 10 V_{cc} en sortie puis basculez K_2 sur « ⩘ » et réglez Aj_6 pour obtenir une amplitude identique. Faites enfin de même avec K_2 sur « ⊓⊔ » en agissant, cette fois, sur Aj_7.

Réglez C_{11} de manière à parfaire la forme des signaux carrés lesquels ne doivent présenter aucune traînée ni élancement. A ce sujet, vérifiez que l'atténuateur d'entrée de votre oscillo est correctement compensé ! Si des oscillations parasites apparaissent, il suffit de ponter R_8 par un condensateur ajustable de 4/22 pF pour que tout rentre dans l'ordre.

Sur la maquette, nous n'avons pas eu à entreprendre cette modification.

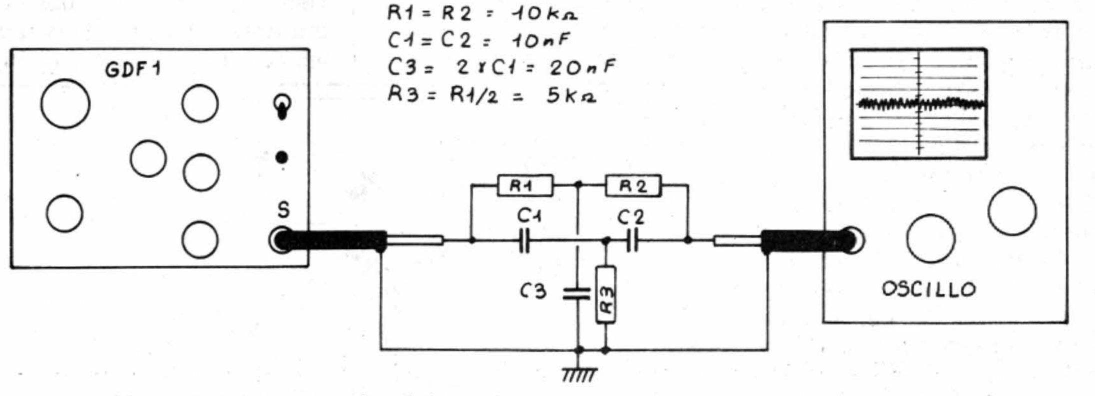


Fig. 11. – Montage permettant le réglage du taux de distorsion. Les résistances et condensateurs doivent respecter les valeurs indiquées au plus près.

Ici s'achève la description proprement dite du GDF 1 et il ne nous reste plus qu'à en examiner quelques utilisations typiques avant de clore cet article.

c) Applications du GDF 1

Le GDF 1 produit des signaux triangulaires, sinusoïdaux et carrés dans une bande de fréquences allant de 2 Hz à un peu plus de 200 kHz, il s'agit donc principalement d'un appareil destiné au domaine des basses fréquences.

L'examen de la bande passante d'un montage quelconque (filtre, ampli, etc.) se fait donc très simplement en mesurant pour chaque fréquence choisie, la valeur du gain de ce montage. Le GDF 1 délivrant des signaux d'une amplitude constante sur toute la gamme des fréquences, il est facile de calculer le gain d'un montage en appliquant la formule :

$$Av = \frac{VS}{VE}$$

avec :
Av : Gain du montage.
VS : Tension à la sortie du montage.
VE : Tension à l'entrée du montage.

Pour des raisons pratiques on emploie généralement une expression en décibels, soit:

$$G\,(dB) = 20 \log \frac{VS}{VE}$$

Dans laquelle le gain est exprimé en décibels.

Les signaux triangulaires permettent de vérifier par simple comparaison la parfaite linéarité d'un montage, toute déformation du signal recueilli à la sortie de celui-ci indiquant une défaillance d'un ou de plusieurs des circuits qui le composent.

Enfin les signaux carrés permettent la mesure des temps de réponse des circuits sous test, et il ne faut pas oublier de retrancher le temps de réponse propre du GDF 1. A cette fin, il faut utiliser la formule :

$$Tr = \sqrt{Tm^2 - Tg^2}$$

Avec :
Tr : Temps de réponse réel.
Tm : Temps de réponse mesuré.
Tg : Temps de réponse propre du générateur.

Soit par exemple :
$Tm = 1{,}3\ \mu s$
$Tg = 0{,}3\ \mu s$

$$Tr = \sqrt{(1{,}3)^2 - (0{,}3)^2}$$
$$= \sqrt{1{,}6} = 1{,}264\ \mu s$$

Il existe, bien entendu, d'autres applications possibles du GDF 1 et elles sont si nombreuses qu'il nous est impossible de les citer toutes ici. Le générateur de fonctions est, à notre avis, un appareil indispensable surtout si vous possédez un oscilloscope et que vous vous intéressez au matériel BF. Vous vous apercevrez d'ailleurs très vite que votre GDF 1 est presqu'aussi souvent sous tension que votre oscillo et, croyez-nous, vous ne regretterez sûrement pas de l'avoir construit.

Ici se termine cet article qui vous donnera, nous l'espérons en tout cas, l'envie de construire le GDF 1. Sachez enfin que l'appareil fonctionne à merveille et qu'il ne constitue pas une simple vue de l'esprit de l'auteur lequel se tient à la disposition des lecteurs dans l'embarras.

Ph. WALLAERT

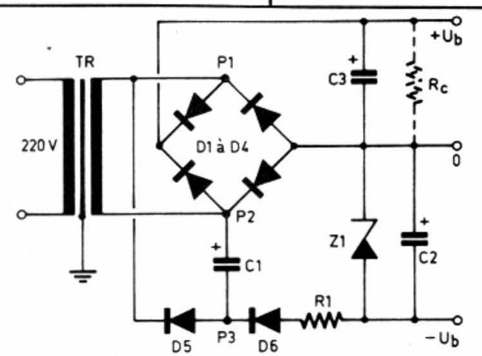
PRESSE ETRANGERE

Une alimentation double à partir d'un même secondaire

Son schéma est reproduit ci-après, mais son fonctionnement demande quelques explications. Supposons, pour commencer, qu'une alternance négative se présente aux bornes du secondaire, de sorte que le point P_1 se trouve plus négatif que P_2. Le condensateur C_1 se charge alors à travers les diodes du pont redresseur et de façon telle que son électrode réunie à P_2 devient positive.

A l'arrivée de l'alternance positive, le point P_1 devient plus positif que P_2, tandis que le condensateur C_1 s'efforce d'inverser sa charge, en quoi il est empêché par la diode D_5 qui se trouve bloquée, de sorte que l'électrode négative de C_1, c'est-à-dire le point P_3, apparaît, dans une certaine mesure, « en l'air ». Par contre, l'électrode positive de C_1, réunie à P_2, devient brusquement négative par rapport à P_1, ce qui crée une situation opposée à la précédente, et tout se passe comme si le point P_2 se trouvait à un potentiel pratiquement nul par rapport à l'ensemble du montage. Cependant, la charge de C_1 étant maintenue, l'électrode négative de ce condensateur, point P_3, demeure plus négative que P_2.

En définitive, on dispose sur C_1 d'alternances négatives, à partir desquelles, grâce à un filtrage approprié (R_1 et C_2) on obtient une tension continue négative aux bornes de C_2. La diode D_6 empêche C_2 de se décharger à travers C_1 pendant les « intervalles » entre les alternances négatives. La tension négative filtrée obtenue sur C_2 est sensiblement de même valeur que la tension positive présente sur C_3 et, dans tous les cas, elle ne peut pas être supérieure à cette dernière. Dans les cas où la tension négative doit être nettement inférieure à la positive, on prévoit une diode zener telle que Z_1 du schéma, « dimensionnée » en conséquence. Il peut être également nécessaire de choisir pour R_1 une valeur en rapport avec le courant débité par la sortie négative et le type de la diode zener utilisée. De toute façon, il faut veiller à ce que le courant « négatif » ne soit pas supérieur à celui de la sortie positive, en prévoyant, au besoin, une résistance de charge supplémentaire telle que R_c.



Les composants figurant sur le schéma original étaient : D_1 à D_4 : 1N914 ; D_5, D_6 : 1N4001 ; R_1 : 220 Ω ; C_1, C_2, C_3 : 100 à 1 000 µF ; R_c : suivant les besoins.

R. Paetzold et H. Stöckle, ELO (RFA), 1-1982

Le recepteur multibandes PANASONIC R.F. 3100 LBS



LE récepteur multi bandes RF 3100 LBS est l'un de ces récepteurs qui font rêver. Il ne s'agit pas là de ce que l'on appelle parfois, à tort, un « scanner », vous savez, ces récepteurs qui permettent d'écouter des conversations téléphoniques, mais d'un récepteur radio tout à fait classique, ou presque et qui permet de couvrir la réception depuis les ondes longues et moyennes de radio diffusion jusqu'à 30 MHz. On peut aussi monter un petit peu plus haut mais cette fois, il s'agit de la réception de la modulation de fréquence, une réception qui peut ici être intéressante car on dispose d'un fréquencemètre, accessoire utile pour le repérage des radios indépendantes.

Présentation

Le RF 3100 est un appareil de présentation très radio-amateur. Ici, on ne recherche pas les gros haut-parleurs ou les chromes. Panasonic a pris délibérément le parti de donner un côté technique au produit. Il a, pour cela, prévu une façade allongée, toutes les commandes sont frontales. Un gros bouton sur la droite permet un accord, de l'autre côté, nous trouvons le petit haut-parleur dont le cache-noyau brille au travers de la grille noire. Au centre, on trouvera un S mètre et un indicateur numérique de fréquence. Dans le bas, plusieurs boutons donnent accès à diverses fonctions. Sur le dessus, une carte du monde donne les fuseaux horaires tandis qu'un tableau indique l'emplacement de diverses gammes de fréquences : gammes amateurs et radiodiffusion.

Fonctions

Le RF 3100 est un récepteur à 32 gammes de fréquences, (ondes longues et moyennes comprises). Il y a donc 29 gammes d'ondes courtes, chacune couvrant une largeur de bande légèrement supérieure à 1 MHz de façon à ce qu'il y ait un recouvrement.

La réception se fait sur une antenne extérieure ou sur l'élément télescopique intégré à l'appareil.

L'accord, par le gros bouton, est confortable, un évidement pour le doigt permet de passer très rapidement d'une fréquence à l'autre.

L'appareil reçoit les ondes courtes en modulation d'amplitude, en BLU, bande latérale supérieure ou inférieure, ou en onde pure (morse), le récepteur est en effet équipé d'un oscillateur de battement. Un potentiomètre permet un réglage de gain pour toutes les gammes de modulation d'amplitude, un autre assure une correction de timbre de grave et d'aigu. Un commutateur met en service le bouton du BFO, un autre sélectionne la largeur de bande FI pour la modulation d'amplitude. Aucune réception de la modulation de fréquence en bande étroite n'étant ici prévue, on pourra faire appel à une détection sur le flan de la courbe de réponse de l'ampli FI, ce qui est possible. Ce que l'on peut regretter ici, c'est l'absence de silencieux (squelch), ce dispositif aurait pourtant été bien utile, par exemple pour écouter la bande CB,et ne déclencher la réception qu'avec un signal, un emploi comme un autre.

Technique

Nous passerons pratiquement sous silence la section MF qui est classique. La sortie de son oscillateur local va vers un prédiviseur qui va commander directement l'affichage de la fréquence par l'intermédiaire d'un circuit intégré, ce dernier effectuera de lui-même la soustraction de la fréquence FI.

La réception des ondes moyennes et longues est traditionnelle. Il n'y a ici qu'un seul changement de fréquence. L'amplificateur FI est commun à la MF, c'est un circuit intégré multiple que l'on utilise ici.

En grandes et petites ondes, on peut faire appel au commutateur de largeur de bande en cas de réception parasitée.

La réception des ondes courtes a été particulièrement soignée. Ici, nous avons un récepteur à double change-

ment de fréquence et une synthèse de fréquence de l'oscillateur local.

Le signal va arriver soit par l'antenne fouet soit par la prise d'antenne. Si le signal est puissant, on éliminera un étage préamplificateur que l'on utilisera dans les autres cas. Il s'agit d'un amplificateur à large bande, il couvre en effet de 1 MHz à 30 MHz.

Nous avons ensuite des filtres passe-bande chargés de sélectionner des bandes larges d'une octave ou plus.

Le premier filtre couvre la bande de 1,6 à 8 MHz, le suivant de 8 à 16 MHz et le dernier de 16 à 30 MHz. Chaque filtre passe-bande est commuté par diode à l'entrée et par un transistor en sortie. L'étage suivant est un amplificateur RF qui couvre toute la bande de 1,6 MHz à 30 MHz.

Il est équipé d'un transistor à effet de champ. Le premier changement de fréquence est effectué par un double mélangeur équilibré, ce circuit intégré est suivi d'une paire de filtres céramique dont la fréquence centrale est de 10,7 MHz, une fréquence que l'on rencontre en FI dans les récepteurs MF et également dans les récepteurs CB.

La fréquence de l'oscillateur local du premier changement de fréquence est fournie par un oscillateur commandé en tension et couvrant, la bande de 11,695 à 40,695 MHz, ces fréquences étant égales aux fréquences de réception auxquelles on ajoute la fréquence de la première FI.

C'est cette fréquence qui est issue d'un synthétiseur à boucle de phase asservie.

Ce synthétiseur n'est pas des plus simples. Il utilise l'unique quartz de l'appareil, quartz dont la fréquence d'oscillation est de 5,12 MHz. Ce quartz voit tout d'abord sa fréquence multipliée par deux pour donner du 10,24 MHz, fréquence qui, mélangée avec celle de la première FI, donnera du 455 kHz. Ce 10,24 MHz entre directement dans le circuit de PLL pour servir de fréquence de référence définissant le pas entre deux fréquences.

Par ailleurs, on va multiplier le 10,24 MHz par 5 ce qui se fait par un amplificateur non linéaire chargé par un circuit accordé sur l'harmonique 5 du fondamental. Cela nous donne une fréquence fixe de 51,2 MHz. Cette fréquence est mélangée, dans un mélangeur équilibré, à une fréquence variable, venue de l'oscillateur local des ondes moyennes, commuté sur une autre fréquence. Cette fréquence couvre la plage de 2,895 à 3,895 MHz ce qui permet une couverture d'un MHz. Cette fréquence est mélangée au 51,2 MHz, on prend, par un filtre, la bande inférieure née du mélange. Cette nouvelle fréquence variable est maintenant mélangée à la fréquence de l'oscillateur local, oscillateur qui travaille dans la gamme de 11 à 40 MHz, ce qui nous donne maintenant, par addition, une fréquence de 60 à 88 MHz. Cette fréquence va être comparée après division à la référence interne.

La commande appliquée au VCO sera telle que la somme des fréquences appliquées de part et d'autre du second mélangeur soit constante.

Un filtre actif, traversé par le signal de commande, élimine les risques d'oscillation de l'asservissement de fréquence.

La fréquence de l'oscillateur local va partir vers le mélangeur et aussi vers le compteur programmé pour tenir compte du double changement de fréquence.

Cette technique de synthèse permet d'avoir une bonne stabilité tout en ayant un réglage continu de la fréquence, ce qui ne peut se faire par synthèse totale, à moins de disposer d'une fré-

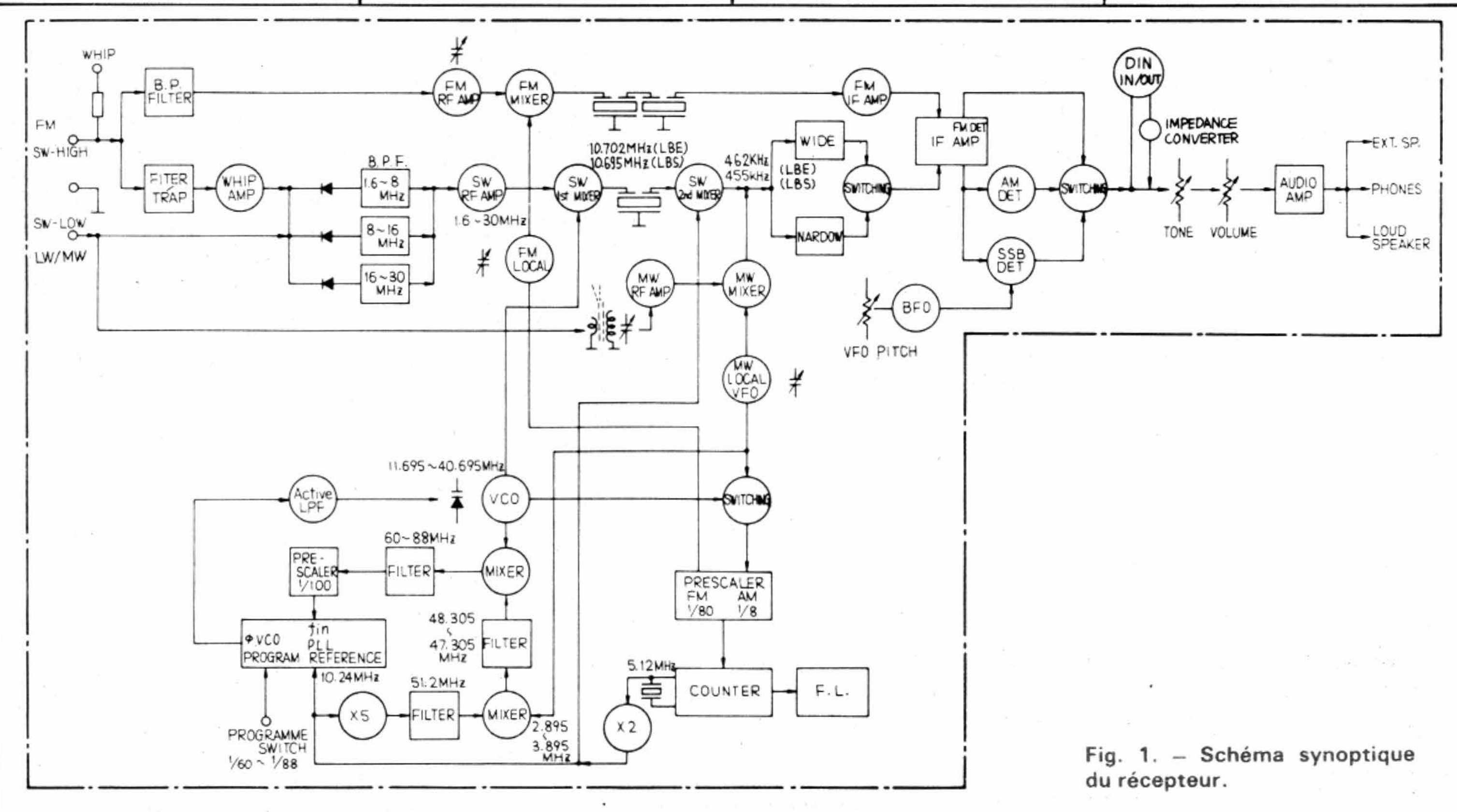


Fig. 1. – Schéma synoptique du récepteur.

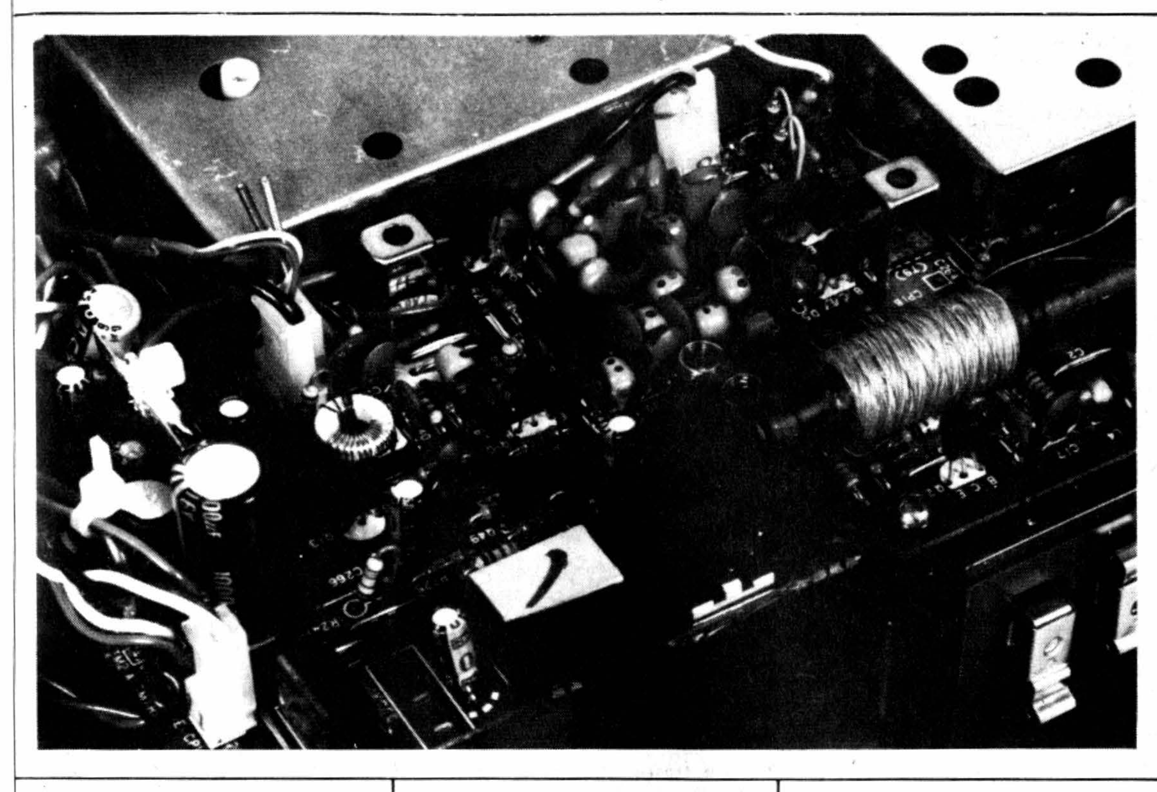


Photo 1. – Vue intérieure de l'appareil.

quence de référence très basse rendant le système lent à répondre.

L'élément de fréquence variable travaille à une fréquence relativement basse : une erreur relative de 1 % donnera par exemple, un écart de fréquence de 30 kHz. En mélangeant avec le 51,2 MHz, nous aurons toujours une erreur absolue dont la valeur sera de 30 kHz. Cette fois, nous aurons une erreur relative de 6.10^{-4} au lieu de 10^{-2}. L'erreur relative aura été réduite. Nous avons maintenant une division qui va conserver cette nouvelle erreur relative. On voit donc que ce type de synthèse de fréquence permet de disposer d'une meilleure stabilité de fréquence que celle de l'oscillateur initial.

Le second changement de fréquence va donner le 455 kHz, ce changement se fait, comme dans les récepteurs CB, à partir du 10,24 MHz du pilote à quartz du compteur.

Les deux filtres passe-bande sont deux filtres céramique de largeur de bande différente. Une commutation électronique permet de passer de l'un à l'autre. En position large bande, on a une largeur de bande, à 6 dB, de ± 3,5 kHz, elle passe à ± 7 kHz, à – 50 dB. En bande étroite, la largeur de bande est de ± 1,5 kHz, à – 6 dB, et de ± 4 kHz, à – 50 dB.

Un circuit de détection BLU est ajouté au circuit AM. On utilise ici la variation de fréquence du BFO pour régler la compréhension.

L'amplificateur audio est un circuit intégré, son radiateur, en contact avec l'ambiance, est muni d'un thermo-contact coupant l'alimentation si le radiateur dépasse 110°C.

Réalisation

Le RF 3100 LBS de Panasonic est un appareil de grande diffusion.

Il est construit dans un boîtier de matière plastique moulée. La fabrication est classique, les composants sont installés sur plusieurs circuits imprimés. Le compteur et les circuits de PLL sont installés dans un blindage de tôle, indispensable si on veut éviter de détecter toutes les fréquences générées à l'intérieur de l'appareil (on détecte ici le 10,24 MHz mais le 5,12 reste très discret, pratiquement inaudible).

La qualité de la fabrication est celle que l'on peut attendre d'une fabrication de série. On a pris ici certaines précautions pour éviter les interférences et donner une certaine stabilité au montage, par exemple, plusieurs circuits sont blindés et un petit blindage recouvre aussi le condensateur variable. Le travail a donc été sérieusement effectué et tout cela se traduit par un fonctionnement auquel nous ne pouvons rien reprocher.

L'alimentation se fait par pile ou par le secteur, le S mètre peut s'éclairer à volonté, cette possibilité tient plus du gadget et ne se justifie pas tellement. Ici le cadran n'a pas besoin d'être éclairé puisque l'afficheur de fréquence est fluorescent.

Conclusions

On retiendra ici la possibilité de recevoir un grand nombre de stations d'autant plus que l'appareil est livré avec un petit ouvrage sur lequel on trouvera les programmes d'un bon nombre de stations avec les heures et les langues utilisées. L'appareil est d'un emploi très simple, il faut simplement s'habituer, le cas échéant, à la démodulation BLU, c'est l'opération la plus complexe.

Dave TELLER

L'AMPLIFICATEUR PM 640

ET LE TUNER TU 610
HARMAN-KARDON



LES PM 640 et TU 610 sont deux appareils tout à fait classiques d'aspect mais qui cachent tout de même une technique intéressante. Harman Kardon est une firme qui a bénéficié directement des célèbres travaux de Matti Otala, concernant tout d'abord la distorsion d'intermodulation transitoire, ainsi que celle d'interface, née du couplage entre une source et les haut-parleurs ou l'entrée d'un étage. C'est sur les appareils de très haut de gamme que l'on retrouvera toutes les techniques de combat de ces nuisances. Sur les « petits » appareils, la technologie sera plus classique mais on bénéficiera tout de même, sur le 640, de la capacité de délivrer un courant très important pendant de courts instants.

Présentation

Amplificateur et tuner font partie de la même famille, ils ont été conçus pour être superposés. Cela se traduit, bien sûr, par une présentation identique, basée sur une façade anodisée, légèrement dorée et des boutons parfaitement satinés.

Suivant leur fonction, les potentiomètres ont un bouton de taille différente ; celui de volume est le plus gros, les autres étant considérés comme moins importants, ce qui se pratique fréquemment.

Sur le tuner, nous avons un cadran très allongé, il est éclairé par derrière et la couleur de la sérigraphie passe du rouge au vert lorsqu'une station est reçue. C'est magnifique !

Avec cet ensemble, nous ne sommes pas, et loin de là, en présence d'une mini chaîne. La façade mesure, en effet, 44 centimètres de large et la profondeur est de 32 centimètres.

Le capot est en tôle d'acier noire, l'amplificateur est pourvu d'une bonne série de trous d'aération.

Le tuner est un appareil à deux gammes d'ondes, comme on peut s'en douter, il n'y a ici que les petites ondes en modulation d'amplitude, ce que nous ne pouvons que regretter, bien entendu. La réception de cette gamme se fait sur cadre, ou, si le besoin s'en fait sentir, sur une antenne extérieure qui permettra, le soir, d'écouter des stations étrangères.

L'autre gamme est la modulation de fréquence, cette réception est monophonique ou stéréophonique suivant la position d'un commutateur. Ici, la réception demande une antenne extérieure au poste. Sur le cadran, une échelle de diodes électroluminescentes donne une idée de l'amplitude du signal reçu.

Ici, on peut commander le mélange des fréquences hautes, pour réduire le bruit de fond d'une réception stéréophonique lointaine. On peut également mettre en service, ou couper, le silencieux inter stations, une fonction qui, ici, n'est pas couplée au commutateur de stéréo. L'accord est manuel, c'est normal.

Technique

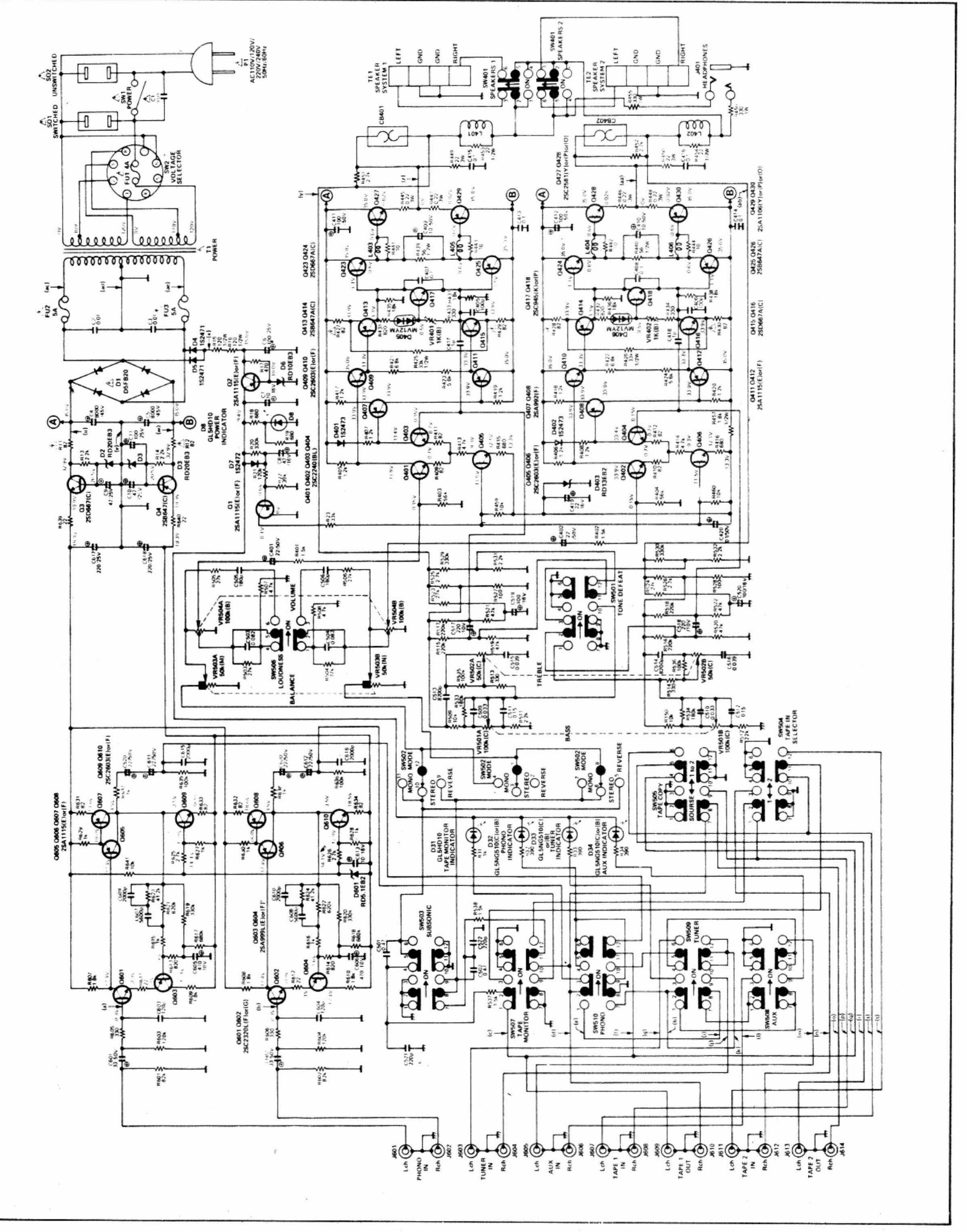
L'amplificateur utilise le moins possible d'étages. Les signaux de haut niveau vont d'ailleurs entrer directement sur l'amplificateur de puissance, mais avant, ils devront tout de même traverser un condensateur.

La commutation des entrées est confiée à des touches, qui reprennent place après la commande, pour ne pas nuire à l'esthétique du clavier, leur action est toutefois signalée par une diode électroluminescente.

Un commutateur assez rare, puisqu'il s'agit d'une commutation permettant d'inverser les voies stéréo, figure en bonne place.

Le correcteur de timbre est ici monté, non en avant de l'amplificateur de puissance, mais directement dans le circuit de contre-réaction de l'amplificateur, il en résulte que ce dernier travaillera avec un taux de contre-réaction variant avec la fréquence.

L'entrée du signal se fait sur un étage amplificateur


SO2 UNSWITCHED
SO1 SWITCHED
SW1 POWER
SW2 VOLTAGE SELECTOR
T1 POWER
AC110V/120V/220V/240V 50Hz/60Hz
D8 GL5HD10 POWER INDICATOR
TE1 SPEAKER SYSTEM 1
TE2 SPEAKER SYSTEM 2
LEFT
GND
RIGHT
SW401 SPEAKERS 1
SW401 SPEAKERS 2
J401 HEADPHONES
VOLUME
BALANCE
SW506 LOUDNESS
SW501 TONE DEFEAT
TREBLE
BASS
SW502 MONO MODE
STEREO
REVERSE
SW504 TAPE IN SELECTOR
SW505 TAPE COPY
D31 GL5HD10 TAPE MONITOR INDICATOR
PHONO INDICATOR
TUNER INDICATOR
AUX INDICATOR
SW503 SUBSONIC
SW507 TAPE MONITOR
SW510 PHONO
SW509 TUNER
SW508 AUX
PHONO IN
TUNER IN
AUX IN
TAPE 1 IN
TAPE 1 OUT
TAPE 2 IN
TAPE 2 OUT

monter la garde et intervient au bout de quelques secondes de puissance maximale, ce qui empêchera d'ailleurs de pratiquer des mesures de distorsion harmonique, nous n'avons pas voulu bloquer les coupe-circuits pour les empêcher de disjoncter...

Sur une charge de 4 Ω, la puissance disponible, les deux canaux à la fois, est de 55,5 W par canal à 1 kHz. Avec une seule voie en service, cette puissance monte à 79,2 W, inutile de préciser que le disjoncteur a vite fait de couper la sortie !

Sur une charge de 8 Ω, nous avons mesuré une puissance de sortie de 43 W, les deux canaux en service, et de 50 W avec une seule voie. Dans ces conditions de mesure, le coupe-circuit n'intervient pas. Cette puissance conviendra donc à des enceintes acoustiques de rendement moyen ou élevé à moins que la pièce à sonoriser ne soit pas trop grande.

Passons maintenant au taux de distorsion. Ce taux est de 0,04 % à 50 Hz et 1 kHz, pleine puissance sur charge de 8 Ω. Le taux d'intermodulation, toujours à pleine puissance, est de 0,15 %. Ces chiffres sont tout à fait normaux le taux de distorsion harmonique ou d'intermodulation, augmentant lorsqu'on approche de la limite, on bénéficiera d'un taux bien meilleur en utilisation normale.

La sensibilité de l'entrée phono est de 2,65 mV, c'est la tension nécessaire pour obtenir la pleine puissance. La tension de saturation de cette entrée est de 150 mV, c'est très bien.

Le rapport signal/bruit pour une sensibilité d'entrée ramenée à 5 mV est de 75 dB.

La sensibilité de l'entrée auxiliaire est de 160 mV. Le rapport signal/bruit de 88 dB.

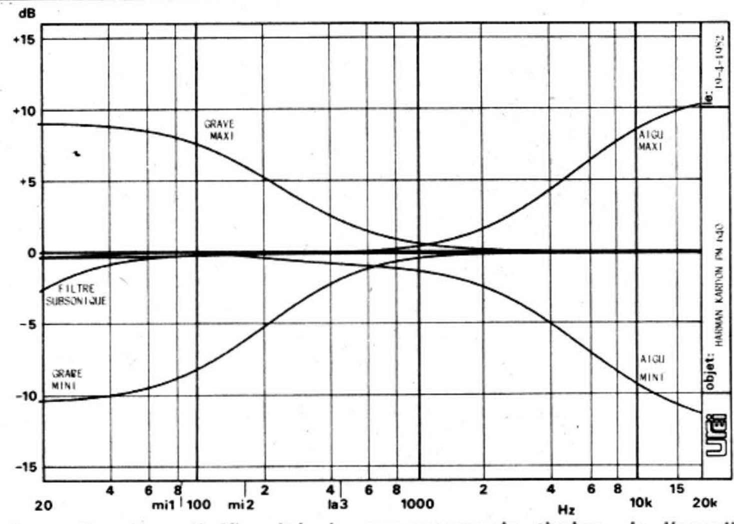
Le tuner a une sensibilité d'entrée de 1 μV sur 75 Ω, le déclenchement du silencieux se fait à 14 μV, tension qui correspond également au seuil d'enclenchement de la stéréo.

Le niveau de sortie du tuner est de + 2 dBm ce qui est relativement élevé.

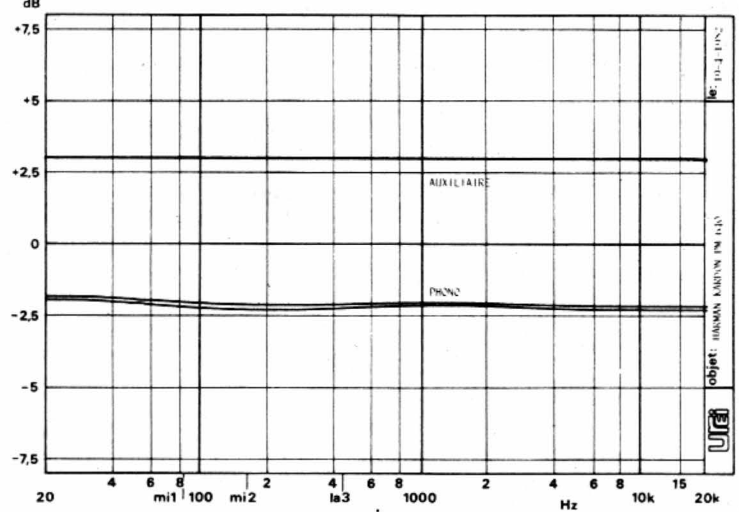
Le rapport signal/bruit pondéré est de 72 dB, le rapport signal/bruit non pondéré est de 69 dB.

La courbe A donne l'efficacité du réseau de correction de timbre. L'efficacité de la correction n'est pas très importante, on ne pourra donc abuser de ce correcteur pour exagérer les graves ou l'aigu. On voit également sur ces courbes l'action du filtre subsonique.

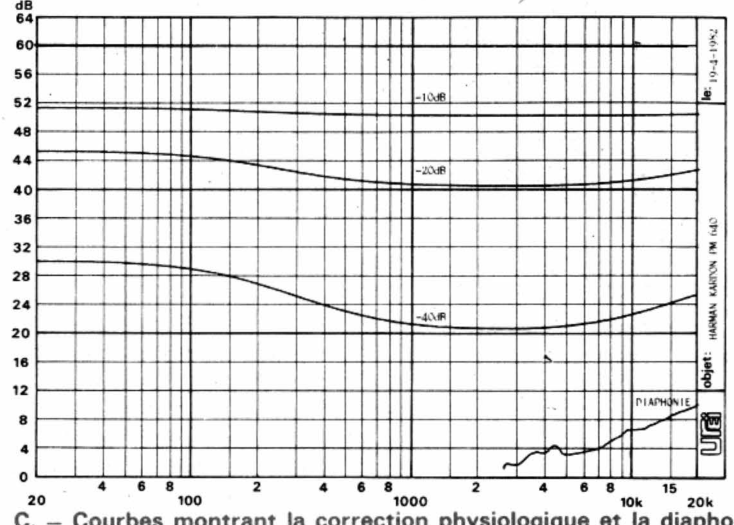
Le réseau de courbes B donne la réponse en fréquence d'une entrée à haut



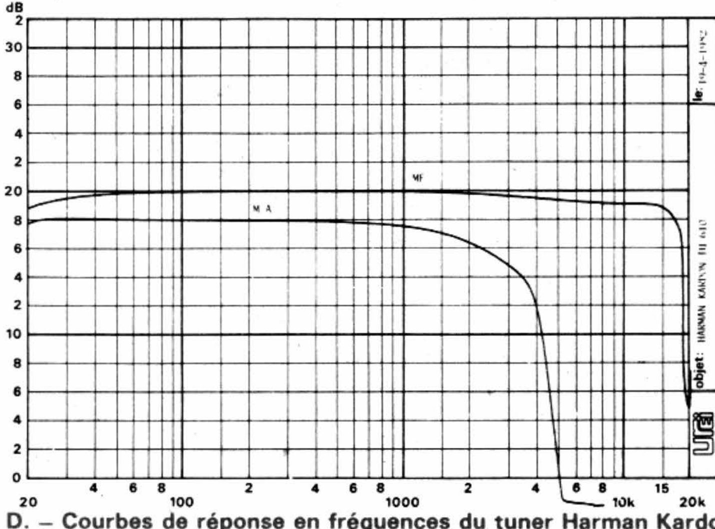
A. – Courbes d'efficacité du correcteur de timbre de l'ampli Harman Kardon PM 640.



B. – Courbes de réponse des entrées auxiliaire et phono de l'amplificateur PM 640. L'écart de linéarité est très faible.



C. – Courbes montrant la correction physiologique et la diaphonie.



D. – Courbes de réponse en fréquences du tuner Harman Kardon TU 610.

différentiel. Les transistors Q 403 et Q 404 sont reliés à la sortie de l'amplificateur par le correcteur de timbre ou le circuit d'atténuation installé à sa place lorsque le correcteur de timbre n'est pas en service.

Les transistors Q 401 et Q 402 reçoivent la tension d'entrée de l'amplificateur. La structure de l'amplificateur de puissance est classique, on retrouvera les transistors de sortie complémentaires, le transistor de polarisation des bases avec son potentiomètre de réglage. La liaison avec les bases des transistors de puissance se fait par une résistance montée en parallèle avec une inductance en ferrite, un procédé que l'on ne rencontre pratiquement jamais. Chaque schéma offre certaines astuces destinées à améliorer le comportement aux fréquences hautes.

Aucun dispositif de limitation de courant n'a été installé sur les résistances d'émetteur des transistors de puissance, ce qui permettra à ces derniers de débiter un courant important, limité par la capacité de l'alimentation.

La protection que nous avons ici est une protection assurée par coupe-circuits thermiques. Cette protection entrera en service lorsque l'on demandera une puissance trop élevée. Nous avons, d'ailleurs, eu quelques problèmes pour faire les mesures sur 4 Ω. En régime transitoire, l'inertie thermique du coupe-circuit sera là pour éviter une coupure de la sortie. Le rétablissement du contact s'effectue une fois le coupe-circuit refroidi, aucun réarmement n'est à faire.

Aucun contrôle de la tension continue en sortie n'est effectué ici. Pour la mise sous tension, un circuit contrôle le courant dans l'amplificateur. Q 405 et Q 406 commandent le courant dans les émetteurs des transistors de la paire différentielle. Le courant de base de ces transistors est commandé par Q_1, transistor dont la base est commandée par un circuit de temporisation. Revenons à l'entrée avec le préamplificateur RIAA. Ce préamplificateur est construit autour de 5 transistors discrets. Le signal arrive par un condensateur sur la base de Q 601 ou Q 602, nous trouvons ici une cellule de filtrage RC qui va atténuer les interférences RF susceptibles d'entrer dans l'appareil. Les transistors Q 605/Q 607 et Q 606/Q 608 sont montés en Darlington, Q 609 et Q 610 constituent des générateurs de courant constant. La tension de contre-réaction passe au travers du traditionnel circuit RIAA pour être appliquée à la base de Q 603 et Q 604 qui sont montés ici en collecteur commun. Cette structure présente une certaine symétrie bien qu'il ne s'agisse pas d'un étage différentiel habituel.

La sortie du signal se fait sur deux condensateurs montés tête-bêche qui constituent un condensateur non polarisé.

Le manuel de service que nous avons eu entre les mains montre plusieurs schémas annexes. Nous avons, par exemple, un schéma pour les circuits d'entrée plus complexe que celui de notre version. Pour chaque entrée à haut niveau, ou pour chaque sortie, nous avons un circuit RC chargé d'atténuer les signaux RF susceptibles de perturber le fonctionnement de l'amplificateur.

Pour les entrées phono, on commence avec un circuit RC et on arrive sur la base du transistor d'entrée après passage dans un circuit de filtrage où une inductance est montée en série avec la résistance R 605. De même, en sortie d'ampli on trouvera des condensateurs de filtrage. Certains condensateurs de filtrage ont été ajoutés au niveau de l'alimentation. Ces précautions sont vraisemblablement dues au souci du constructeur d'éviter l'introduction d'interférences provoquées par une émission bien connue qui est celle de la C.B.

La tête RF du tuner est construite autour d'un condensateur variable à trois cages, ce qui veut dire qu'il y aura deux circuits accordés pour assurer la sélectivité des émissions, le dernier élément du condensateur étant utilisé pour l'accord de l'oscillateur local. Ce tuner ne reçoit aucune tension de commande automatique de fréquence, une technique qu'affectionnaient autrefois les fabricants de tuner et qui refait ici surface.

L'amplificateur FI a sa sélectivité assurée par des filtres céramiques qui sont au nombre de trois. Ils précèdent un circuit intégré ampli FI, limiteur, démodulateur en quadrature qui donne également une tension pour la commande du silencieux et l'affichage du niveau du signal.

Le décodeur stéréo suit, c'est comme on peut s'y attendre un circuit PLL pas très connu, puisqu'il est fabriqué par Toko, une firme plus connue pour ses transformateurs FI. Un amplificateur audio précède un filtre LC éliminant les résidus de la démodulation stéréo.

Pour la réception de la modulation d'amplitude, le circuit est simple puisqu'il s'agit d'un unique circuit intégré de Sanyo qui assure toutes les fonctions.

Réalisation

L'amplificateur est construit sur deux circuits imprimés qui, au moment du câblage et de la soudure n'en font qu'un. Au dernier moment, on découpe selon le pointillé... ce qui se fait par une simple cassure, méthode économique mais peu esthétique, efficacité avant tout...

Les liaisons sont assurées ici par des câbles plats, soudés dans des rangées de trous pratiqués dans le stratifié. Ces câbles sont collés au circuit, pour une meilleure tenue aux vibrations.

Le stratifié utilisé ici est un papier phénolique plus couramment appelé XXXP.

Le transformateur d'alimentation est une belle pièce, il est ceinturé une première fois de cuivre, ce qui constitue une spire en court-circuit à l'extérieur du transfo et son circuit magnétique est entouré de feuilles de mumétal.

Le radiateur est un profilé très allongé, quelques ouvertures laisseront passer assez d'air pour le refroidissement en usage normal.

Les transistors sont en boîtier plastique ce qui permet de ne les visser que par une vis. Leur remplacement est facile, à condition de disposer d'une bonne pompe à dessouder. La fabrication est, dans l'ensemble, menée avec soin.

Pour le tuner, nous n'avons pas été surpris de découvrir qu'il restait encore pas mal de place à l'intérieur. Le condensateur ajustable est un tout petit modèle, cette miniaturisation a été rendue possible par l'emploi d'un diélectrique plastique. On retrouve ici également des conducteurs plats et une qualité de fabrication égale à celle de l'amplificateur.

Mesures

La puissance de cet amplificateur a été mesurée sur charge de 4 et 8 Ω. Sur 4 Ω, précisons tout de suite que la puissance ne peut être tenue en permanence, le coupe-circuit thermique est là pour

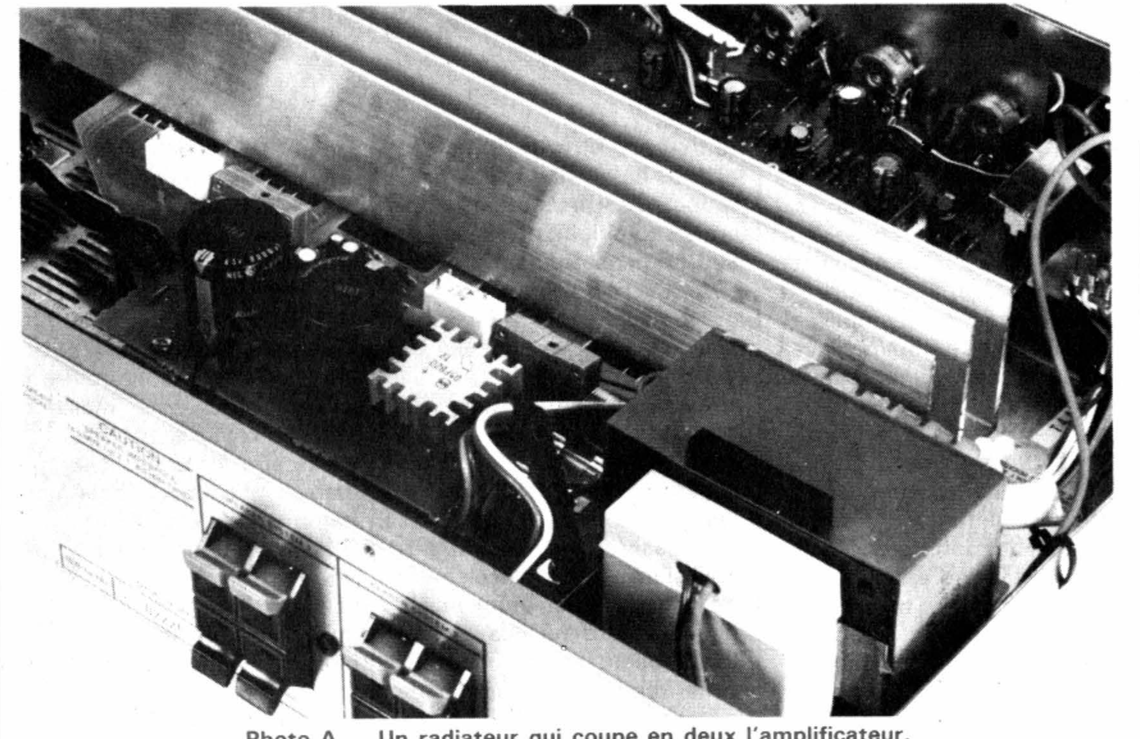


Photo A. – Un radiateur qui coupe en deux l'amplificateur. Le transformateur est particulièrement bien blindé.

niveau et du préamplificateur RIAA. L'amplificateur étant ici alimenté par un générateur dont la courbe RIAA est celle de gravure.

Le réseau C donne l'action de la correction physiologique et la diaphonie, une diaphonie qui est ici excellente.

Enfin nous avons sur le dernier réseau, les courbes de réponse en fréquence des tuners MA et MF. On note ici une réponse en fréquence très linéaire.

Conclusions

Cet amplificateur et ce tuner sont tout à fait conçus pour travailler ensemble. La puissance de l'amplificateur est très suffisante pour une application domestique, sa qualité est conforme aux canons actuels. On bénéficiera ici d'une technique permettant de résoudre l'un des problèmes de distorsion d'interface, une distorsion née des variations de la charge, l'étage de sortie peut en effet débiter instantanément un fort courant, même si l'impédance de la charge devient très basse.

Une construction et une présentation sérieuses couronnent le tout.

Etienne LEMERY

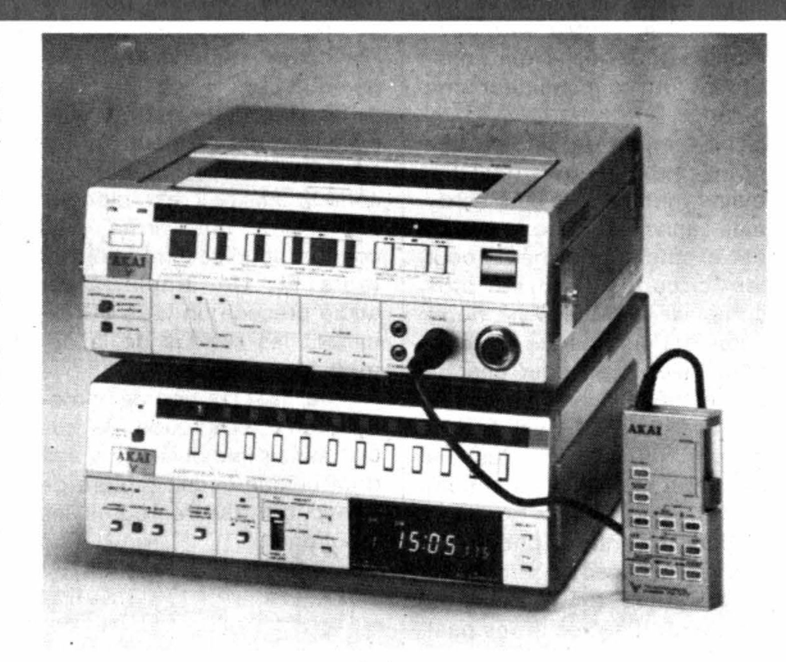
Bloc-notes

La gamme vidéo Akai

La gamme vidéo, que Akai a présenté au dernier Festival du Son et de l'Image Vidéo, comprend :

– L'ensemble portable 77-S qui se compose du magnétoscope VP 77 S

Magnétoscope VHS portable.
Clavier de commande à touches sensitives.
Télécommande par fil de toutes les fonctions mécaniques. Ralenti variable, arrêt sur image, image par image.
Recherche rapide (× 10).
Compteur digital avec mémoire.
Touche de post-sonorisation.
Dispositif économiseur de batterie : possibilité de couper l'alimentation du magnétoscope et de la caméra entre deux enregistrements, sans que la bande ne réintègre la cassette..
Entrée et sortie audio : (jack 3,5).
Alimentation extérieure par chargeur VA 77 S ou tuner VU 77 S.
Définition 240 lignes.
Dimensions : 288 × 103 × 268. Poids : 4,4 kg.



– Le tuner VU-77-S

Le VU 77 S transforme le VP 77 S en appareil de salon. Il assure son alimentation sur le secteur et la charge de la batterie incorporée. Programmation : un enregistrement jusqu'à 10 jours à l'avance. 12 chaînes pré-réglables.
Dimensions identiques à celles du VP 77 S.
Les deux appareils peuvent être superposés.

– L'alimentation VA 77 S

Alimentation permettant de faire fonctionner le VP 77 S sur le secteur. Permet de charger la batterie incorporée dans le VP 77 S en 90 minutes environ. (Non nécessaire si l'utilisateur possède le VU 77 S.)

– Le magnétoscope de Salon VS 10 S

Magnétoscope de salon à chargement frontal.
Système VHS. Commandes par touches sensitives avec télécommande sans fil (infrarouges) des principales fonctions (44 touches).
Recherche rapide (× 10) avant et arrière.
Lecture accélérée à vitesse double : un système électronique permet de conserver l'intelligibilité du son. Ralenti variable d'une image toutes les deux secondes à six images par seconde.
Arrêt sur image. Défilement image par image.
Afficheur fluorescent (en français). Selon la fonction sélectionnée, il indique les différentes

Les circuits intégrés
A EFFET HALL

LES circuits à effet HALL sont utilisés depuis plusieurs années déjà dans l'industrie et compte tenu de l'emploi de plus en plus fréquent qu'il en est fait en raison de l'apparition de nouveaux produits toujours plus performants et des prix très sensiblement diminués, il nous a semblé opportun d'apporter à nos lecteurs un maximum d'informations sur ce sujet afin de les sensibiliser à l'intérêt qu'ils présentent.

Un retour rapide sur ce qu'est l'effet HALL aidera à comprendre le fonctionnement de ces circuits.

Qu'est-ce que l'effet HALL ?

L'effet Hall porte le nom de celui qui le premier nota le phénomène, il s'agit de E.H. HALL et c'était... il y a plus d'un siècle, exactement en 1879. Les expériences effectuées par Hall, mettaient en évidence l'apparition d'une tension entre les bords d'un conducteur lorsque, celui-ci étant traversé par un courant, il était soumis à l'influence d'un champ magnétique (fig. 1). Ce phénomène résulte de la déviation des électrons qui s'opère à l'intérieur du conducteur sous l'effet du champ magnétique qui tend à concentrer les charges négatives de l'un ou l'autre côté du conducteur suivant le sens des lignes de force magnétiques.

La différence de potentiel ainsi obtenue est appelée tension de Hall.

Cette tension de Hall est proportionnelle au produit I × H (I est le courant, H est le champ magnétique) ; si le courant est constant, la tension de Hall est proportionnelle au champ magnétique appliqué, si le champ magnétique est constant, la tension de Hall est proportionnelle au courant.

Autre terme caractéristique, le coefficient de Hall qui est égal au rapport Vt/IH dans lequel V est la tension de Hall, t l'épaisseur du matériau, I le courant dans le conducteur, et H le champ magnétique.

Ce rapport est une constante pour un matériau donné. Les premiers éléments à effet Hall ont trouvé des applications dans les wattmètres ou les gaussmètres mais ils étaient complexes, onéreux et sensibles aux bruits et aux variations de température. Il était extrêmement difficile d'atteindre des niveaux de tension de Hall utilisables.

A l'heure actuelle, les circuits intégrés, à effet Hall ont permis d'éliminer les défauts des premiers éléments réalisés, ils sont en effet simples, peu onéreux, pratiquement immunisés au bruit, et stables en température. Par ail-

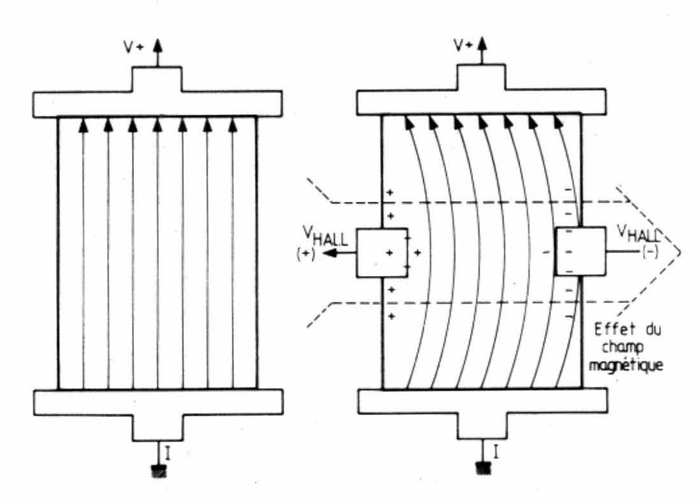


Fig. 1. – Effet d'un champ magnétique sur un conducteur parcouru par un courant continu. Les charges négatives sont déviées par le champ magnétique créant une différence de potentiel appelée tension de HALL (V_{HALL}).

Fig. 2. – Forme d'onde observée sur un contact de relais Reed.

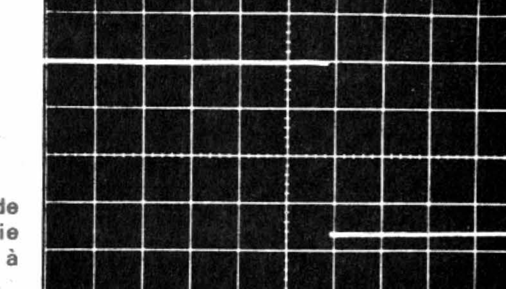


Fig. 3. – Forme d'onde observée à la sortie d'un interrupteur à effet Hall.

leurs, les circuits d'amplification inclus dans le boîtier permettent de disposer de niveaux de tension facilement utilisables.

Des recherches effectuées en laboratoire sont issues deux sortes principales de circuits à effet Hall :

– les interrupteurs magnétiques

– les capteurs magnétiques.

Le propos de cet article concerne les interrupteurs, les capteurs qui sont des éléments linéaires feront l'objet d'une publication ultérieure.

Les interrupteurs magnétiques

Les interrupteurs magnétiques basés sur l'effet Hall permettent d'obtenir des signaux de sortie parfaitement « propres » sans aucun rebondissement et leur durée de vie est, en théorie au moins, infinie. Ils se composent sur une seule puce de circuit intégré de générateur de tension à effet Hall, d'un amplificateur, d'un trigger de Schmitt d'un (ou plusieurs) amplificateur de sortie et d'un régulateur de tension. Le schéma synoptique d'un tel interrupteur est donné figure 4.

Le basculement s'effectue en fonction de la distance d'un aimant extérieur dont le champ magnétique doit être perpendiculaire au générateur de tension Hall. Ce dernier produit une tension qui est amplifiée et convertie en un signal logique à travers un circuit de déclenchement. Les interrupteurs à effet Hall possèdent un temps de réponse de 15 nanosecondes à la « fermeture » et 100 nanosecondes à « l'ouverture » en outre ils peuvent effectuer 100 000 commutations par seconde, et ceci à amplitude de sortie constante sans les rebondissements caractéristiques des interrupteurs électromécaniques.

La consommation typique donnée par les fiches techniques du fabricant se situe aux environs de 7 mA mais elle dépend du modèle et évidemment de la tension de fonctionnement.

Les caractéristiques magnétiques des interrupteurs à effet Hall sont données en densité de flux magnétique (en gauss), les points de commutation maximum et minimum ainsi que les facteurs d'hystérésis sont spécifiés.

L'hystérésis dont ont été dotés ces circuits permet d'éliminer des fonctionnements erratiques dus à des champs magnétiques créés par des transformateurs ou des inductances importantes. La figure 5 représente le cycle d'hystérésis typique d'un circuit UGN3019T. Le point de fonctionnement maximum du UGN3019T est défini à 500 gauss et le point de déclenchement minimum se situe à 100 gauss.

S'il existe une assez grande plage de variation pour les deux points caractéristiques de fonctionnement, en revanche, le facteur d'hystérésis est assez précis et restera très voisin de la valeur typique définie par le fabricant.

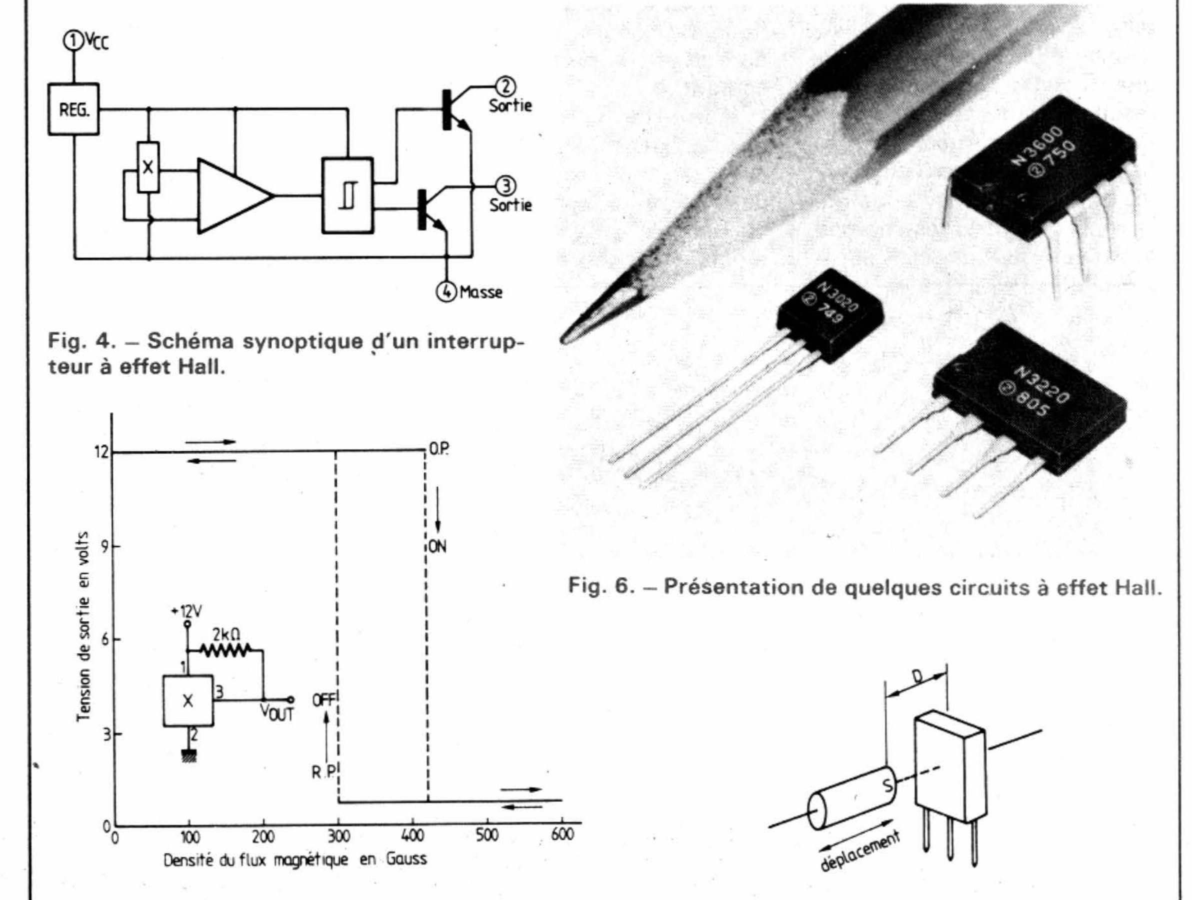


Fig. 4. – Schéma synoptique d'un interrupteur à effet Hall.

Fig. 5. – Caractéristiques de transfert.

Fig. 6. – Présentation de quelques circuits à effet Hall.

Fig. 7.

Utilisation des circuits à effet HALL

Pour pouvoir s'intégrer facilement à des ensembles électroniques toujours plus compacts, les circuits ont été réalisés dans des boîtiers de dimensions réduites, une idée de leur taille est donnée figure 6 par comparaison à une pointe de crayon.

Suivant les applications ces circuits peuvent être commandés différemment, mais bien sûr toujours par l'action d'un champ magnétique.

Fonctionnement par déplacement frontal

Un aimant de petite dimension, de section circulaire ou quadrangulaire peut commander le fonctionnement d'un interrupteur à effet Hall par déplacement frontal, c'est-à-dire en s'approchant perpendiculairement au plan du circuit (fig. 7). Les deux éléments déterminant le fonctionnement sont la distance entre l'aimant et le circuit, et le champ propre de l'aimant utilisé. Les courbes de fonctionnement représentées figures 8 et 9 ont été relevées avec un circuit SPRAGUE dont la référence est UGN3019T et deux ai-

mants différents ; elles indiquent les points de commutation en fonction de la distance D exprimée en inches (1 inch = 25,4 mm, pour mémoire) entre le pôle sud de l'aimant et la face du circuit, l'axe de l'aimant étant supposé passer par le centre de la partie sensible du circuit. Les points de « fermeture » et « d'ouverture » du UGN3019T sont respectivement 420 et 300 gauss, il s'agit de valeurs typiques.

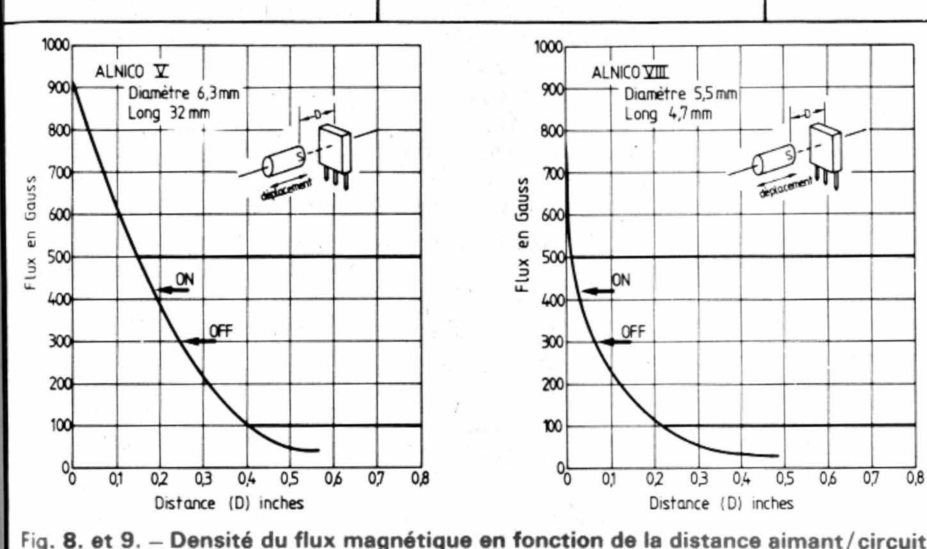
Avec l'aimant en ALNICO V dont les dimensions sont indiquées sur la figure 8, le fonctionnement du circuit se produira lorsque la distance ne sera plus que de 0,18 inch et en éloignant l'aimant, le circuit restera en position ON jusqu'à 0,25 inch. Le déplacement minimum pour obtenir un fonctionnement correct doit donc être de 0,07 inch soit environ 1,8 mm. Des aimants plus puissants permettent de commander le circuit à des distances plus importantes, à l'inverse il est possible de détecter de très faibles déplacements comme c'est le cas avec un ALNICO VIII de la figure 9. Le déplacement à effectuer n'est plus que 0,05 à 0,085 inch soit 0,035 inch c'est-à-dire sensiblement 0,9 mm.

Fonctionnement par déplacement latéral

Les interrupteurs à effet Hall sont souvent commandés par le déplacement latéral d'un aimant devant la face sensible, l'axe de l'aimant restant perpendiculaire à celle-ci. La distance entre le plan du circuit et le pôle sud de l'aimant restant constante, c'est lorsque l'axe de l'aimant passe en face du centre de la partie sensible que la densité du flux est maximum.

La figure 11 représente les caractéristiques de ce mode de fonctionnement avec un aimant identique à celui utilisé figure 9 dans le cas du déplacement frontal. La distance entre le pôle sud de l'aimant et le plan du circuit que nous avons appelée A est constante et égale à 0,01 inch soit 0,25 mm. La densité du flux est fonction de la distance D entre l'axe de l'aimant et le centre de la partie sensible. Le déplacement à effectuer pour passer du point ON au point OFF est seulement de 0,018 inch soit 0,45 mm environ, et la zone active dans le cas d'un déplacement continu est de 0,24 inch soit 6 mm environ.

Pour augmenter la zone de fonctionnement tout en éloignant l'aimant du circuit il est possible et même conseillé d'utiliser un actuateur. Ainsi, comme indiqué figure 13, pour une distance A de 0,05 inch soit 1,25 mm avec un aimant de 4,7 mm de diamètre et 23 mm de long, sans actuateur la densité du flux n'est pas suffisante pour



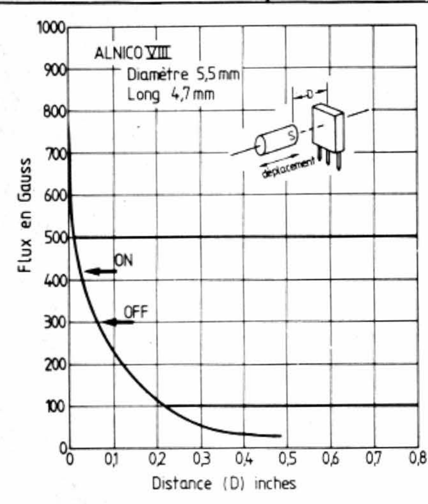
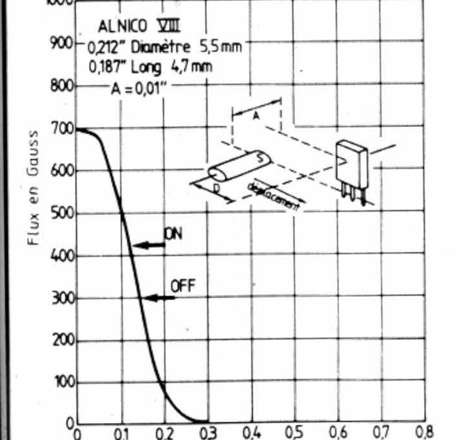


Fig. 10.

Fig. 8. et 9. – **Densité du flux magnétique en fonction de la distance aimant/circuit (fonctionnement par déplacement frontal).**



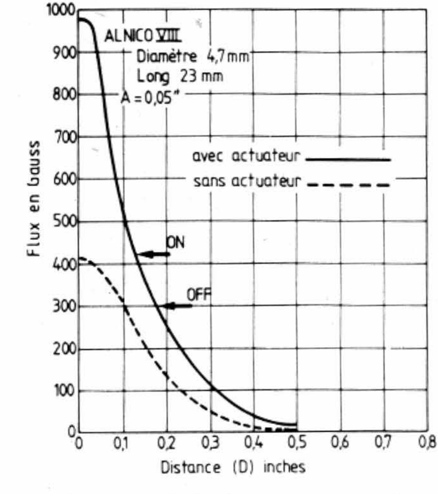


Fig. 12

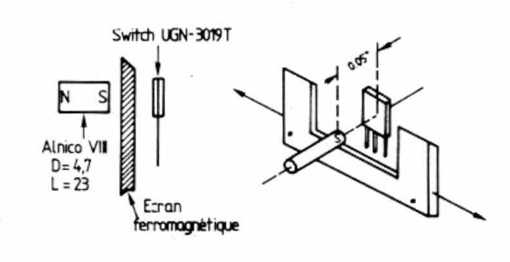


Fig. 14

Fig. 11. et 13. – **Densité du flux magnétique en fonction de la distance entre l'axe de l'aimant et celui du circuit (fonctionnement par déplacement latéral).**

atteindre le point de fonctionnement d'un UGN3017T, par contre avec un actuateur, le point de fonctionnement de 420 gauss est atteint lorsque la distance D est de 0,15'' soit 3,8 mm.

Fonctionnement par déplacement d'un écran

Un écran ferromagnétique placé entre l'aimant et le circuit permet d'isoler ce dernier du flux rayonné par l'aimant. Si l'on découpe une fenêtre dans cet écran il est possible de détecter un mouvement le circuit et l'aimant restant fixes et l'écran se déplaçant latéralement. De multiples combinaisons sont ainsi réalisables avec des ouvertures adaptées à l'application, la figure 15 donne les caractéristiques de ce mode de fonctionnement. Le matériau utilisé pour l'écran doit être d'une épaisseur supérieure à 0,8 mm pour réaliser un bon blindage magnétique entre l'aimant et le circuit.

Fonctionnement avec des aimants en anneau et des interrupteurs bipolaires

Les aimants multipôles en anneau et les interrupteurs bipolaires sont utilisés pour détecter ou mesurer les mouvements rotatifs et s'utilisent tout particulièrement dans les applications à vitesse élevée. Les anneaux magnétiques peuvent comporter plus de 20 paires de pôle pour un diamètre de 25 mm et le champ disponible se situe entre 250 et 1 000 gauss. Les interrupteurs bipolaires UGN3030T et UGS3030T de Sprague fonctionnent pour des champs magnétiques de 250 gauss à – 250 gauss et sont spécialement destinés à être utilisés avec des aimants multipôles.

La figure 16 représente la variation de flux mesurée pour un seul cycle pôle nord pôle sud, le circuit est sensible aux deux alternances. Comme le montre la figure 17, le circuit peut être positionné de deux manières différentes ce qui simplifie certaines applications. Enfin la figure 18 représente la courbe de transfert qui met en évidence l'hystérésis du circuit.

Applications des circuits à effet Hall

Les circuits à effet Hall présentent l'avantage de ne pas nécessiter de contact mécanique ou électrique avec l'appareil qui doit les stimuler, ils peuvent assurer 100 000 commutations par seconde, leur tension d'alimentation n'est pas critique et peut varier de 4,5 à 25 V, l'amplitude de sortie est constante et l'interfaçage avec différents circuits de mesure est extrêmement simple. Pour ces raisons les applications des circuits à effet Hall sont très variées comme nous allons le voir maintenant.

Chaque circuit à effet Hall comprend un régulateur de tension, un générateur de tension Hall, un amplificateur, un circuit de déclenchement et un ou des transistors de sortie. Les transistors de sortie sont normalement bloqués jusqu'à ce que, le circuit soit soumis à un champ magnétique correspondant à son point de fonctionnement. A ce moment les transistors se saturent et peuvent admettre un courant de charge de 15 à 50 mA suivant les modèles. Lorsque le champ magnétique diminue en dessous d'une valeur inférieure à la valeur de fonctionnement, les transistors se bloquent à nouveau. L'hystérésis de ces circuits permet d'éviter des phénomènes d'oscillation autour de la valeur de déclenchement.

Avec un simple circuit résistif, la sortie du circuit à effet Hall peut être adaptée à des transistors, des triacs, des thyristors, des circuits logiques et toute charge capable de fonctionner sous une tension et avec un courant admissible par les transistors de sortie. La figure 21 illustre un certain nombre d'applications très classiques que nous allons développer maintenant en nous appuyant sur un circuit bien précis, il s'agit du UGN3020T dont les caractéristiques essentielles sont les suivantes :

– tension d'alimentation 4,5 à 25 V
– courant de charge max. 50 mA
– tension de saturation pour la charge max : 0,4 V
– point de fonctionnement typique : 220 gauss
– point de déclenchement typique : 165 gauss.

Circuit de commande d'une diode électroluminescente (fig. 22)

Une diode électroluminescente fonctionne généralement avec un courant de 10

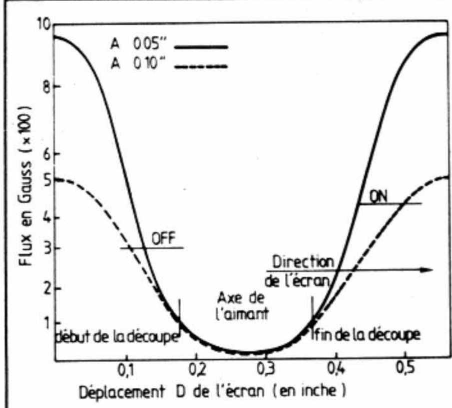


Fig. 15. – Densité du flux magnétique en fonction de la position de l'écran.

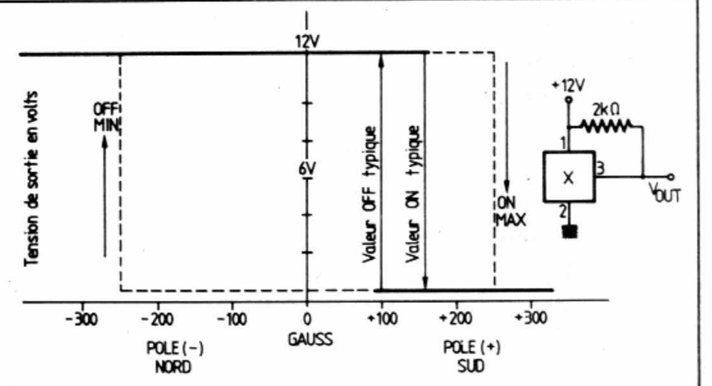


Fig. 18. – Courbe de transfert faisant apparaître le phénomène d'hystérésis.

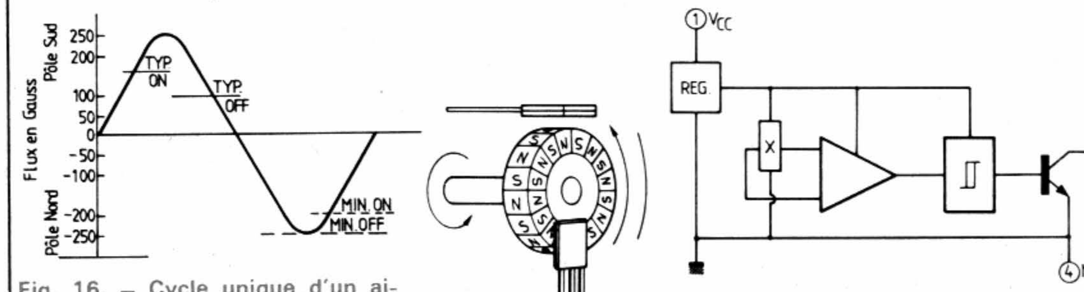


Fig. 16. – Cycle unique d'un aimant multipôle en anneau avec un interrupteur LIGN 3030 T.

Fig. 17.

Fig. 19. – Synoptique des circuits UGN 3013, 3019, 3020 et 3030.

à 20 mA pour les plus courantes, il est donc possible de la commander directement sans l'aide d'un transistor extérieur.

Considérons une tension d'alimentation de 12 V et une tension directe aux bornes de la diode de 1,6 V, il faut chuter 10,4 V dans la résistance placée en série ce qui sous 20 mA nous donne pour cette résistance une valeur de 520 Ω. Il suffit de prendre la valeur standard la plus proche soit 560 Ω.

Commande d'un triac 40669 RCA (fig. 23)

Ce triac permet de commander des charges de 8 A sous des tensions alternatives de 220 V et il faut adapter la sortie du circuit par l'intermédiaire d'un transistor PNP. Lorsque le circuit bascule il « tire » un courant base de 9 mA environ sur le 2N5811 (ou équivalent) qui conduit et fournit un courant de commande de 80 mA au triac. Il convient de prendre quelques précautions avec ce genre de montage, le commun de la tension continue étant directement relié au commun de la tension alternative.

Commande d'une charge continue de 4 A (fig. 24)

Lorsque le circuit est soumis à un champ magnétique suffisamment important, la base du 2N5812 (ou tout transistor NPN équivalent) est ramenée à la masse et ce transistor se bloque ce qui a pour effet d'autoriser la conduction du 2N3055, la base de celui-ci étant reliée au + 12 V par la résistance de 56 Ω. Une charge de 4 A peut être commandée directement par le 2N3055 dans ces conditions.

Commande d'un circuit TTL ou DTL (fig. 25)

Les circuits de la série 74 sont particulièrement simples à commander, il suffit de pla-

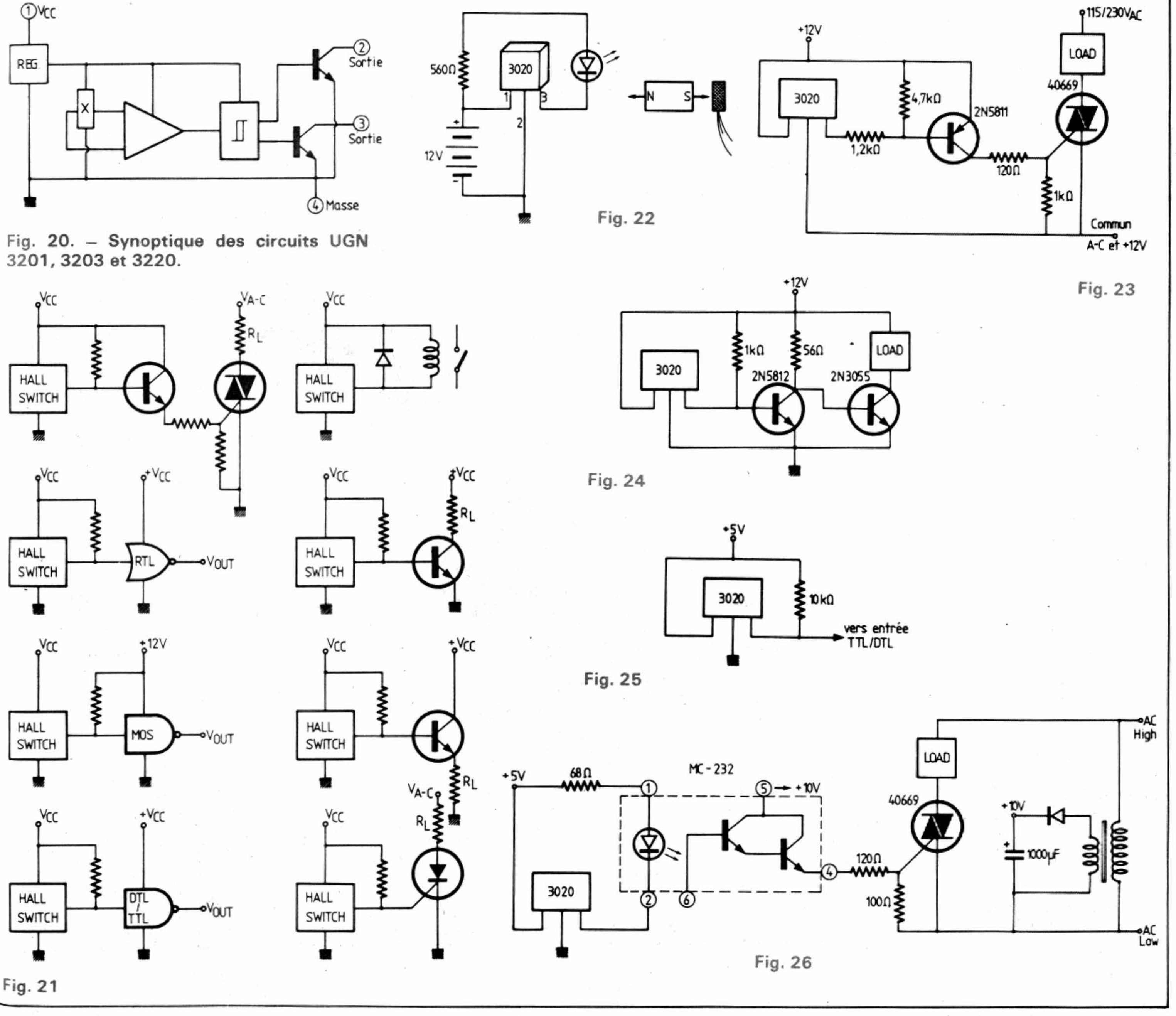


Fig. 20. – Synoptique des circuits UGN 3201, 3203 et 3220.

Fig. 21

Fig. 22

Fig. 23

Fig. 24

Fig. 25

Fig. 26

cer une résistance entre la sortie et le + 5 V, en présence du champ magnétique le niveau logique de sortie est 0.

Commande d'un triac avec isolement par rapport au réseau (fig. 26)

Il est souhaitable d'isoler la tension continue de la tension réseau et pour cela il suffit d'insérer entre le circuit et le triac un photocoupleur quelconque. Pour cette application, il s'agit d'un MC232, et lorsque le circuit est commandé par un champ magnétique, un courant circule dans la diode luminescente, qui commande le phototransistor et celui-ci fournit le courant de déclenchement du triac. Le collecteur du photocoupleur est alimenté par un petit transformateur 6 V suivi d'un redressement et d'un filtrage très simples.

Nous espérons que ces quelques lignes sur un aussi vaste sujet auront permis à nos lecteurs d'entrevoir les possibilités offertes par ce genre de circuit et nous pensons que leurs propres expériences les familiariseront aisément à leur utilisation.

Nous remercions la société GEDIS à Boulogne qui a bien voulu nous confier les circuits Sprague et les documentations qui nous ont permis de rédiger cet article et d'effectuer les manipulations indispensables.

J.-CL. PIAT

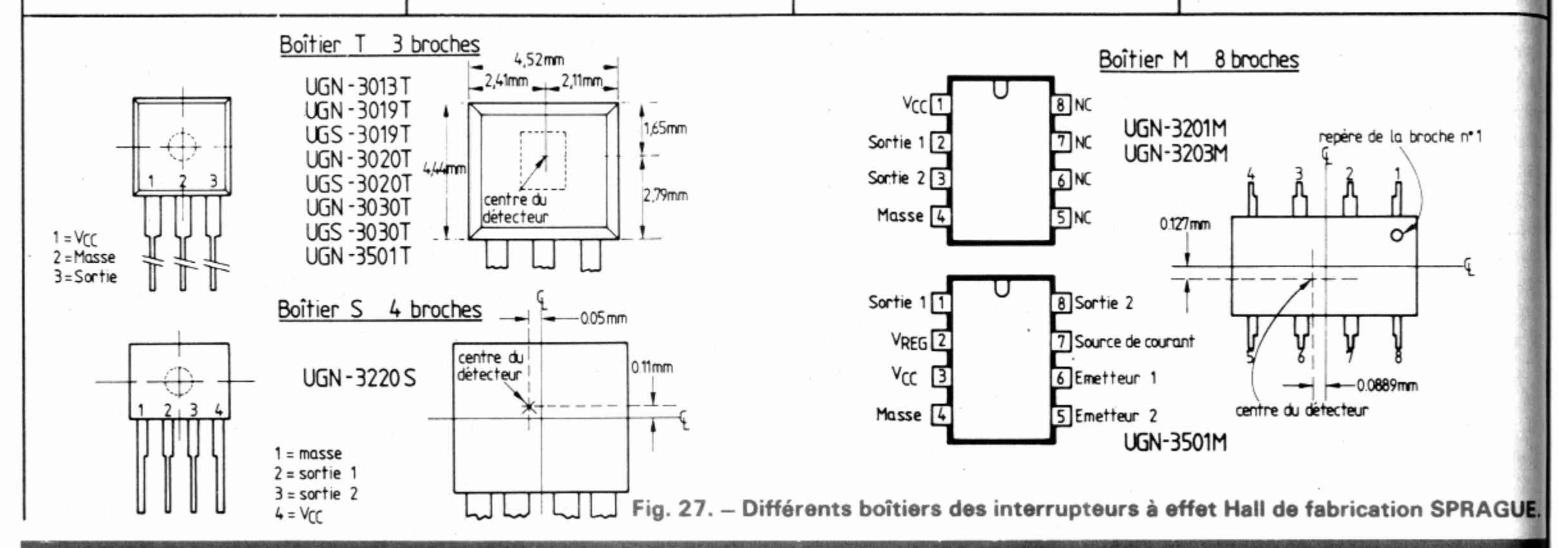


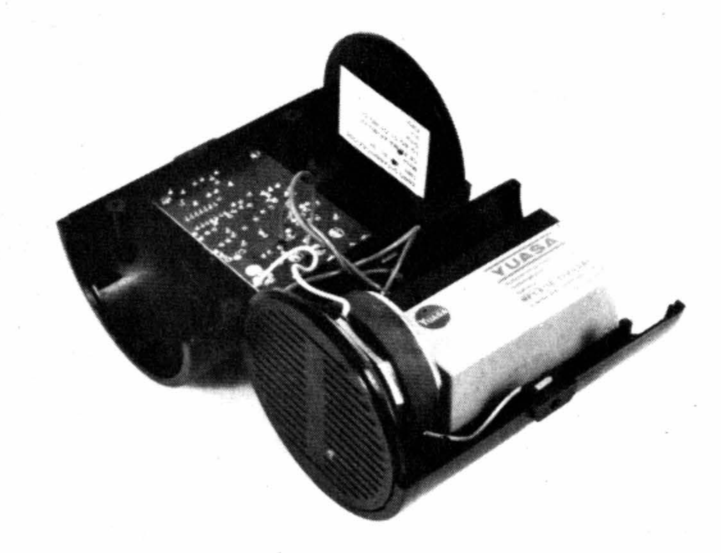
Fig. 27. – Différents boîtiers des interrupteurs à effet Hall de fabrication SPRAGUE.

Bloc-notes

Sirène auto-alimentée Mach 25

CETTE sirène est entièrement électronique, elle est équipée de sa propre source d'alimentation interne, constituée d'une batterie étanche au plomb de 12 V.

Cette sirène est destinée à être associée à l'alarme à ultrasons Mach 24. Deux contacts sont accessibles pour la liaison avec le pôle positif de la batterie de la voiture et l'alarme. L'étrier de fixation de la sirène sera relié à la masse. Cet étrier joue un autre rôle. En effet, il réunit, par ses deux branches, deux points d'un circuit électrique. En réunissant les deux points de fixation de l'étrier, on met en route l'avertisseur. Donc, si on veut enlever la sirène, on doit la désolidariser de son étrier avant toute intervention, et non déconnecter l'étrier de la masse de la voiture.



L'alimentation est assurée par une batterie, cette dernière est rechargée par la batterie de la voiture. Si on tente d'enlever les fils de la sirène, elle se met en route. Attention aux oreilles car le niveau sonore atteint 118 dB à 1 m.

L'électronique est câblée sur un circuit imprimé en verre époxy, sur lequel on trouvera transistors et circuit intégré. Cette électronique attaque un transistor de puissance chargé par un haut-parleur équipé d'un aimant de ferrite largement dimensionné. La membrane est en matière plastique transparente comme d'ailleurs la suspension. Ce type de haut-parleur n'a pas besoin d'être doté d'une large bande passante, on travaille aux environs du kilohertz avec une modulation de fréquence du son, genre sirène de police américaine.

Nous avons tout de même relevé une anomalie sur cet appareil, elle concerne la fixation de la batterie, cette dernière repose sur un lit de colle qui tient bien à la batterie mais pas au coffret de la sirène. Sans doute restait-il quelques traces d'un agent de démoulage. En tout cas, la colle moule parfaitement le boîtier...

Puissante, cette alarme conviendra bien à l'usage automobile, à condition que l'on améliore la fixation de la batterie, sinon, la résistance aux vibrations risque de ne pas être celle que l'utilisateur est en droit d'attendre...

LE RX9

adaptation en 41 MHz

DANS le n° 1678 (mars 1982), nous avons décrit un nouveau récepteur de radiocommande : le RX9. Ce récepteur à double changement de fréquence, de réalisation particulièrement simple, possède le mérite de réjecter complètement la redoutable fréquence image. La description donnait tous les détails de montage du RX9 en version 72 MHz. Nous vous proposons aujourd'hui la variante 41 MHz du même récepteur.

Bien entendu, les réalisateurs devront se reporter au n° 1678 pour y trouver les schémas complets, dessins des circuits imprimés, pose des composants et tous détails de réalisation et de réglage. Nous ne ferons, dans les lignes qui suivent, que donner les modifications à apporter pour recevoir le 41 MHz.

De toute manière, le principe du récepteur est exactement le même : il s'agit de convertir la fréquence reçue (41 MHz) en une première fréquence intermédiaire de 10,7 MHz, laquelle est à nouveau convertie en 455 kHz.

Le premier mixer doit donc avoir un oscillateur associé calé sur : 41,... – 10,700 = 30, ... MHz. La bande des 41 MHz allant de 41,000 à 41,200 MHz, les quartz oscillateurs seront pris dans la gamme 30,300 à 30,500 MHz. Le pas, pour les canaux 41 MHz, est de 10 kHz, ce qui donne, pour les 200 kHz alloués, une vingtaine de canaux. Comme nous l'avons déjà préconisé dans le n° 1671, on commencera par occuper les canaux au pas de 40 kHz, en utilisant les fréquences 41,000, 41,040, 41,080, 41,120, 41,160 et 41,200 MHz. Puis la nécessité venant, sur des terrains très fréquentés, on passera au pas de 20 kHz, en occupant les canaux intermédiaires : 41,020, 41,060, 41,100, 41,140 et 41,180 MHz. Ce n'est qu'en toute dernière extrémité que l'on passera au pas réel de 10 kHz en choisissant les fréquences restantes : 41,010, 41,030, 41,050... c'est-à-dire tous les canaux impairs.

Bien sûr, cette recommandation est un vœu pieux, qui risque de rester tel ! En effet, le choix de la fréquence d'émission par le modéliste est surtout une question de disponibilité de quartz, chez le fournisseur auquel il s'adresse. Ce dernier ne stockant pas toute la gamme se contente de prendre quelques valeurs... quelconques et de les fournir à ses clients, sans se préoccuper trop des questions de coexistence pacifique ! On notera que pour les réalisateurs de RX9, nous aurons affaire à des modélistes connaissant les problèmes électroniques et par conséquent plus responsables. On peut donc espérer les voir choisir leur fréquence d'émission en toute connaissance de cause.

Le quartz du premier mixer étant un « 30 MHz » est un cristal CR8 1/U, soit un partiel 3, oscillant directement sur son troisième harmonique. Ayant constaté que les quartz commandés chez Matel, pour la réalisation des prototypes, oscillaient 2 kHz au-dessus de la fréquence marquée, nous avons fourni à la maison Matel un exemplaire de l'oscillateur pour que les quartz soient dorénavant taillés, en accord parfait avec le montage. On veillera donc, lors des commandes, à

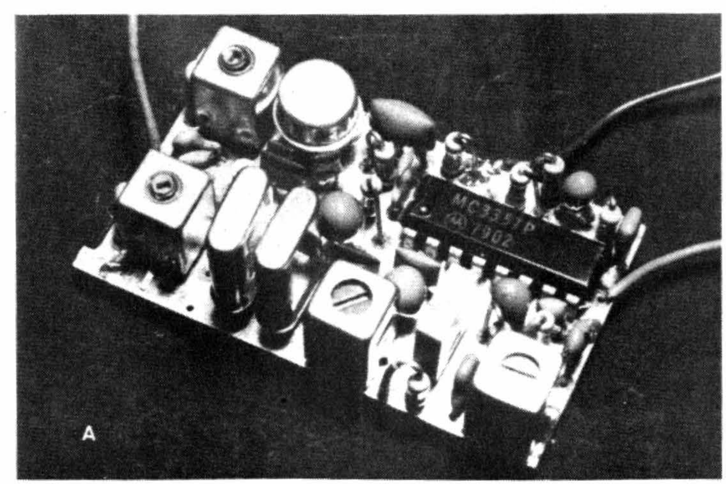


Photo A. – Un récepteur RX9, version 41 MHz, avec filtre FI type CFM2 et entrée directe.

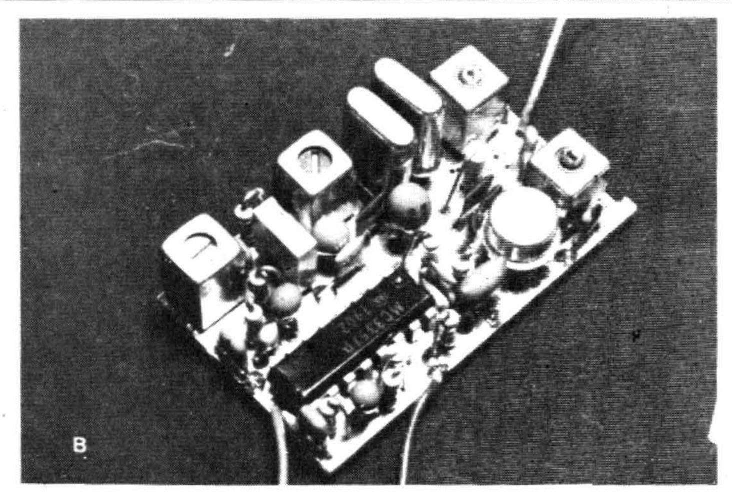


Photo B. – Autre vue du même récepteur.

spécifier que le quartz demandé est destiné à un RX9. La maison Selectronic approvisionnera par ailleurs les six valeurs essentielles (pas de 40 kHz) afin de vous éviter l'indispensable délai de fabrication.

On constate sur la figure 1a que l'oscillation du SO42E est favorisée par la mise en place d'une inductance de 1 µH, connectée aux bornes du 47 pF. Cette valeur est d'ailleurs peu critique. Une petite self surmoulée fait parfaitement l'affaire.

Le signal capté par l'antenne est transmis au premier mixer, soit à travers un étage préamplificateur HF : Un BF200, monté en base commune, soit directement à travers un filtre de bande. Les deux versions avaient été proposées dans le numéro du mois dernier. On les retrouve figure 1a et figure 1b. La première a l'avantage d'une très grande sensibilité, donnant des portées record, la seconde donne une sensibilité correcte, mais avec une meilleure tenue à la transmodulation. (La transmodulation étant le défaut caractérisant l'inscrustation d'un signal perturbateur puissant, dans le signal utile. La séparation ultérieure des deux signaux étant alors impossible.)

Il est très facile de passer d'une version à l'autre, le CI étant le même dans les deux cas.

Les deux bobines HF, L_1 et L_2 sont évidemment accordées sur 41 MHz. Elles sont réalisées sur pots blindés de NEOSID, type 7T1K.

L_1 comporte 10 spires de fil 30/100, deux couches soie, avec prise à 2 tours 1/4 du point froid. Remarquer l'attaque de l'antenne sur le point chaud du bobinage et non sur la prise intermédiaire, comme en 72 MHz.

L_2 compte également 10 spires de 30/100, deux couches soie, mais au-dessus, côté froid, un secondaire avec 3 spires de fil de Litz 16 × 0,032, une couche soie. L'auteur fournit ces bobinages, prêts à l'emploi. Envoyer l'habituelle demande de renseignement, avec enveloppe timbrée et adressée, pour réponse.

Le reste du montage est conforme à la description du mois dernier. Le second mixer, avec son oscillateur à quartz 10,245 MHz, délivre en sortie du 455 kHz. La sélectivité FI est assurée par une cellule céramique, soit le modèle économique CFM2Z de Toko, soit le CFW455HT de MURATA, plus performant.

Il ne reste alors qu'à assurer la démodulation FM, par l'excellent MC3357P. Il suffit d'un swing de 2,5 kHz pour obtenir un signal BF démodulé de 1 Vcc. C'est mieux que ne faisait le SO41P des précédents récepteurs.

Le signal BF est enfin préamplifié par le MC3357 avant d'être envoyé aux niveaux logiques, vers le décodeur restituant les informations de voies.

On notera que la fréquence image du RX9 se situe à deux fois 10,7 MHz sous la fréquence nominale de réception, c'est-à-dire à 41 – 21,4 = 19,6 MHz ! Il va sans dire, qu'un tel écart donne une protection très importante et qu'aucun brouillage par cette fréquence image n'est à craindre.

Les figures 1a et 1b donnent les schémas d'entrée du RX9, dans les deux configurations envisagées. Signalons une petite erreur dans la figure 11 (pose des composants) du n° 1677 : le condensateur de découplage de la sortie BF (point C) doit être de 47 nF, comme indiqué sur le schéma de principe, et non de 0,1 µF, comme indiqué sur cette figure.

Les figures 2a et 2b, de ce mois, montrent la pose des composants concernés par le passage du RX9 en 41 MHz. Bien veiller à l'orientation correcte de la bobine L_1, un quart de tour faisant la différence entre les deux versions.

Pour mesurer au fréquencemètre les fréquences des deux oscillateurs à quartz, aussi bien dans la version 41 MHz que dans la version 72 MHz :

– Fréquence de l'oscillateur SO42R

Il faut opérer un couplage inductif. Pour cela le mieux est d'enrouler 2 ou 3 spires de fil isolé fin, sur l'inductance miniature associée. Prendre soit du fil émaillé 30/100 ou du petit fil de wrapping. Souder cet enroulement de couplage à l'extrémité du coaxial du fréquencemètre. Le TFX3, si vous

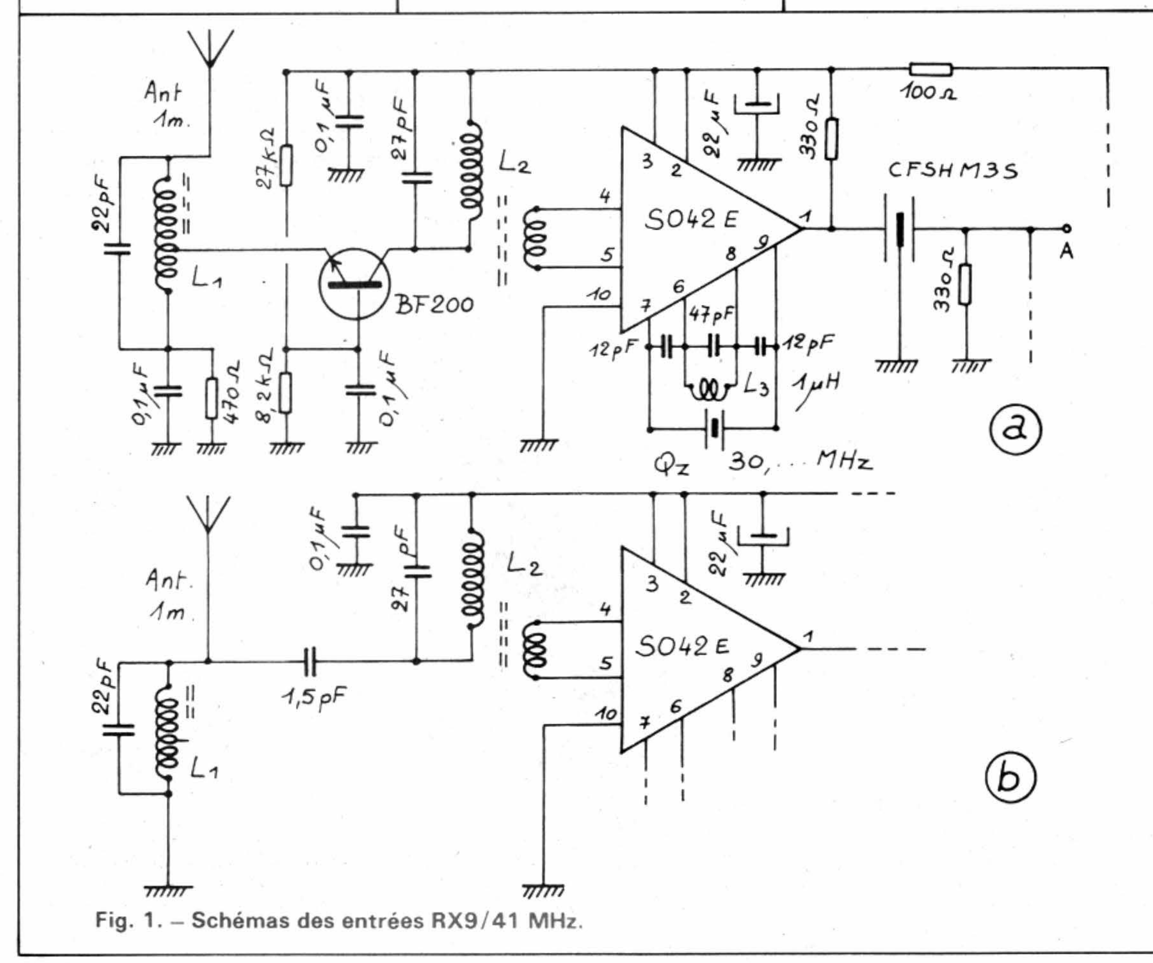


Fig. 1. – Schémas des entrées RX9/41 MHz.

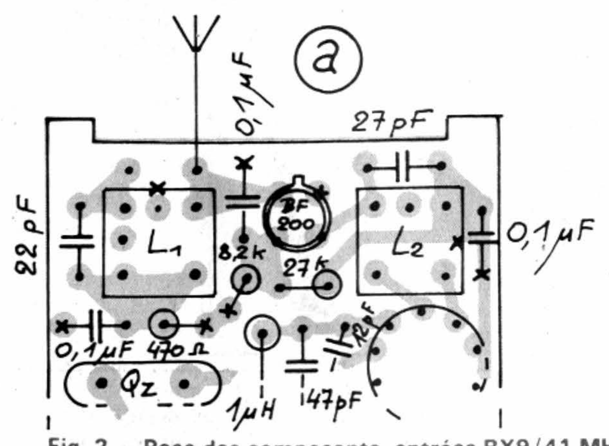
utilisez cet appareil sera en gamme 10-500 MHz. Lire la fréquence qui doit être égale à la fréquence marquée du quartz, à moins de 1 kHz près.

– Fréquence de l'oscillateur MC3357P

C'est plus délicat, car l'absence de tout bobinage interdit le même couplage inductif. Il faut donc faire un prélèvement direct, toujours à redouter par la perturbation qu'il entraîne. Le TFX3 convient bien, car il possède une entrée A, à haute impédance et grande sensibilité. Avec d'autres fréquencemètres, la mesure peut s'avérer impossible, soit parce que la connexion fait décrocher l'oscillateur, soit par manque de sensibilité. Nous utilisons un coaxial à faible capacité pris dans du fil d'antenne d'autoradio. Prélever le signal sur le picot 2 du MC3357P, sensibilité maximum. Lire la fréquence qui doit être de 10,245 MHz à moins de 1 kHz près.

Nous avons donné, dans le numéro 1680 (mai 1982), dans un article concernant la platine HF4S, quelques indications concernant l'alignement du RX9. S'y reporter. En espérant que vous nous tiendrez au courant des résultats obtenus avec le RX9, nous restons à votre disposition pour la fourniture des bobinages HF et pour tout renseignement complémentaire.

F. THOBOIS
F.1038



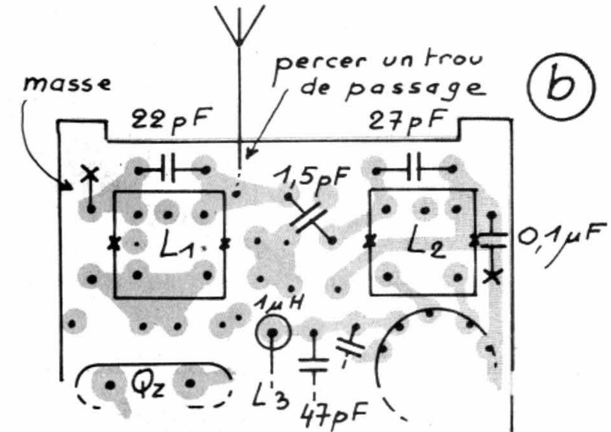
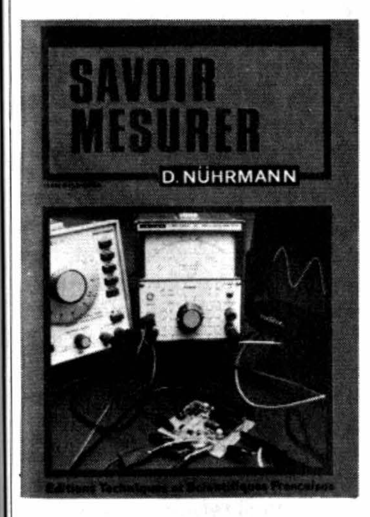


Fig. 2. – Pose des composants, entrées RX9/41 MHz.

BIBLIOGRAPHIES

SAVOIR MESURER par B. NUHRMANN



Savoir mesurer ne consiste pas simplement à brancher correctement l'appareil de mesure, du calibre voulu, au bon endroit. Il faut savoir interpréter le résultat, connaître les erreurs systématiques et les limites des appareils utilisés.

Principaux sujets traités :
– Grandeurs électriques, unités de mesure, impédances, tolérances.
– Mesurer, vérifier, étalonner.
– Mesures de tensions, courants, résistances, le multimètre, le multimètre électronique.
– L'oscilloscope simple.
– L'autotransformateur à rapport variable.
– L'alimentation stabilisée.

Editeur : E.T.S.F. Collection Technique Poche N° 38.

LE BASIC DES MICRO-ORDINATEURS par H. FEIGHTINGER

Par une comparaison pratique des différents micro-ordinateurs travaillant en Basic, cet ouvrage vous permettra d'apprécier les matériels les plus répandus.

Des glossaires de vocabulaire et une explication détaillée des instructions Basic de chacun des appareils vous aideront à perfectionner votre programmation et à adapter aisément des programmes réalisés pour d'autres micros.
– Fonctionnement des micros.
– Différents modèles de micros.
– Termes et concepts à retenir.
– Instructions des divers Basic.
– Ecriture des programmes.
– Exemples de programmes en Basic.

Editeur : E.T.S.F.

MONTAGES AUTOUR D'UNE CALCULATRICE par R. KNOERR

La calculatrice électronique de poche, présente dans tous les foyers depuis la démocratisation de son prix, peut constituer la base de très intéressants montages. On exploite non seulement son affichage, mais aussi ses possibilités de calcul. Une introduction à la logique digitale facilite la compréhension du fonctionnement des montages proposés.

Principaux montages :
– Indicateur de vitesse pour réseaux ferroviaires et circuits routiers.

R. KNOERR



MONTAGES autour d'une CALCULATRICE

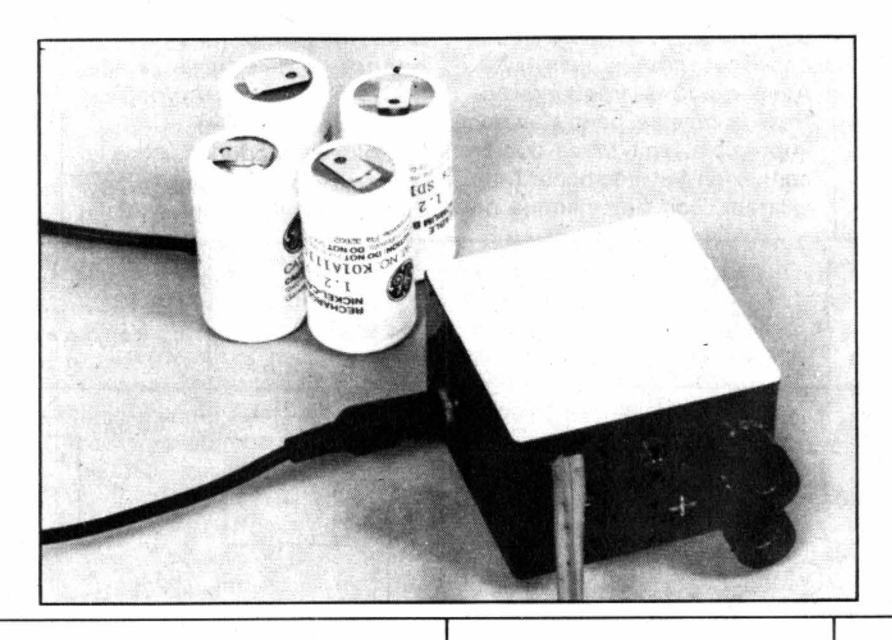


Editions Techniques et Scientifiques Françaises

– Compteur téléphonique.
– Minuterie pour joueurs d'échecs.
– Chronomètres de précision.
– Fréquencemètre.
– Compte-tours digital de précision.
– Indicateur de vitesse moyenne.
– Indicateur de vitesse instantanée.

Editeur : E.T.S.F.

MODULE DE COUPURE AUTOMATIQUE DE CHARGE
pour accu à charge rapide



CE titre est un peu long, c'est vrai. Le module que nous proposons ici n'est pas un chargeur rapide mais un système de sécurité qui coupera la charge si la température de la batterie atteint une valeur un peu trop élevée.

Au cours de la charge, une batterie étanche cadmium-nickel convertit une énergie électrique en une énergie électrochimique. Cette conversion arrivant à son terme, toute l'énergie électrique que reçoit la batterie se modifie sous deux formes : il y a un dégagement d'oxygène et la température augmente. Cette élévation de température est, par exemple, utilisée dans les magnétoscopes pour couper la charge de leurs batteries. Cette technique de surveillance a fait ses preuves, ce qui modifie, en les simplifiant les techniques de coupure de charge. Auparavant, il fallait surveiller à la fois la tension de charge et la température et assurer les compensations de température nécessaires à une charge complète, aujourd'hui, d'après ce que nous ont dit les responsables de General Electric Batteries, le contrôle de température externe de l'accumulateur suffit. La température de coupure de charge de la batterie est de 45°, température relevée au contact de l'enveloppe métallique.

En partant de ces données, il nous a suffi de concevoir un petit module, fort simple au demeurant, assurant le contrôle de la température et commandant l'ouverture d'un contact en fin de charge. Pour compléter sans danger cette dernière, on peut également passer à un régime de charge au dizième du courant correspondant à la capacité en une heure, courant que peut supporter en permanence une batterie à charge rapide.

La surveillance des batteries cadmium-nickel étanches est nécessaire pour éviter une explosion de la batterie ou la fuite d'électrolyte, fuite entraînant, outre un risque de corrosion de l'environnement, une perte de capacité.

Le capteur de température

Nous avons choisi ici un capteur de température au silicium de Siemens. Ce capteur est un KTY 10, à coefficient de température positif (la résistance augmente avec la température). Ce composant a une résistance voisine de 2 kΩ à 25°, et son coefficient de température est de 0,75 %/°C. Ce composant offre une linéarité suffisante pour que l'on puisse prévoir sa valeur à telle ou telle température, ce qui permettra de régler le point de déclenchement sans qu'il soit nécessaire de procéder à une mesure faite avec un thermomètre.

Comme tout composant, le KTY 10 est vendu avec une certaine tolérance, cette tolérance peut être de 1 %, de 2 %, de 5 % ou de 10 %, ces capteurs sont repérés par un A pour le 1 %, par un D pour le 10 %. Ici, on aura intérêt à choisir un capteur à 1 ou 2 %, à moins que l'on ne possède un thermomètre montant à 50 °. Ce que l'on peut faire également, si on est équipé d'un ohmmètre numérique, c'est tout simplement de mesurer la résistance du composant pour la température ambiante que vous aurez relevée sur un thermomètre classique. Le calcul vous donnera alors la résistance qu'aura le composant à 45°, compte tenu du fait que sa résistance augmente de 0,75 % par degré Celcius.

Les capteurs de température de ce type vont subir d'ici peu une modification de nomenclature. En effet, au lieu de vendre des capteurs à résistance définie avec des tolérances plus ou moins serrées, Siemens va vendre ses KTY 10 avec une tolérance plus serrée et utiliser un chiffre pour donner la valeur nominale du composant à 25°, ce qui facilitera les calculs.

Dans notre montage, le capteur est traversé par un courant continu. Ce courant continu, d'environ 3 mA, échauffe le capteur et provoque une erreur. Cette erreur

est de + 2 % environ (erreur mesurée sur un échantillon de KTY 10).

Le montage

La figure 1 donne le schéma de principe du montage, un montage qui, comme vous le voyez, est très simple. Il est construit autour d'un circuit intégré TAA 861, circuit intéressant par la structure en collecteur ouvert de l'étage de sortie.

Le circuit est monté en amplificateur différentiel. Un pont, constitué de deux branches, l'une ajustable par potentiomètre, et l'autre, dans laquelle se trouve le capteur de température, commande le relais. En l'absence de capteur, l'entrée inverseuse du circuit intégré est mise au + de l'alimentation, ce qui fait coller le relais. Cette initialisation du système est indispensable pour la bonne marche de l'ensemble. Lorsque le capteur de température est branché, sa température est celle ambiante ou celle de la batterie, sa résistance est inférieure à sa valeur à chaud, le potentiomètre de réglage est réglé de façon à ce que le relais reste collé (tension sur l'entrée non inverseuse inférieure à la tension sur l'entrée inverseuse).

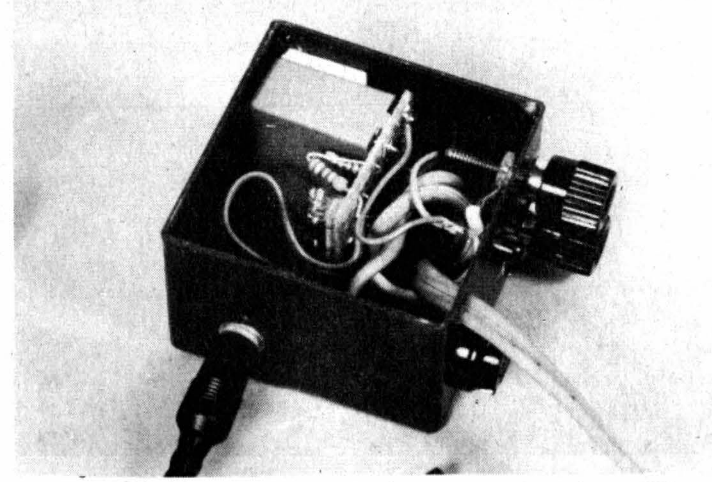


Photo 1. – L'intérieur du module de coupure thermique, l'électronique est câblée sur une plaquette à pastilles.

Le relais est collé, par conséquent la diode D_1 est polarisée en inverse et la résistance R_4 est déconnectée du circuit de polarisation.

Pour que le relais décolle, il faut envoyer sur l'entrée inverseuse une tension inférieure à la tension présente sur l'entrée non inverseuse. C'est ce qui va se passer lorsque la température du capteur augmentera. A ce moment, le courant sera coupé dans le relais, la diode D_1 conduira et mettra la résistance R_4 en parallèle sur R_2 et une partie du potentiomètre. On va donc remonter le seuil de basculement, ce qui fait que, même si le capteur retrouve sa résistance initiale, il ne pourra redéclencher la charge. Il faudra donc réamorcer le système, par exemple, en enlevant la fiche du jack pour faire à nouveau coller le système. On peut également débrancher l'alimentation et la remettre, cela suffit.

La diode D_2 sert à protéger le transistor de sortie du circuit intégré ; la diode LED, en série avec le relais, facilite le réglage et permet de vérifier que le relais est effectivement alimenté.

La réalisation

Ce circuit a été câblé sur une plaquette à trous, nous ne vous proposerons pas ici de schéma de câblage. La figure 2 donne le brochage du circuit intégré. Comme vous pouvez utiliser pratiquement n'importe quel relais et mettre le tout dans n'importe quel boîtier, compte-tenu de la simplicité du montage, un plan de circuit imprimé nous paraît un peu superflu.

Avec une plaquette à trous et pastilles, la liaison entre les composants est assurée par les fils des composants. Les croisements sont permis, pour ce croisement, on enfilera sur la queue du composant, un isolant tubulaire.

La prise pour jack est reliée au circuit en utilisant le contact de court-circuit.

Le capteur est monté au bout d'un morceau de fil blindé, il est soudé au bout de ce câble et protégé par une gaine thermo-rétractable. Un peu de colle époxy donnera un peu de solidité à l'ensemble.

Le méplat du KTY 10 pourra être collé sur une mince plaquette d'aluminium qui favorisera le transfert de la chaleur de la batterie au capteur.

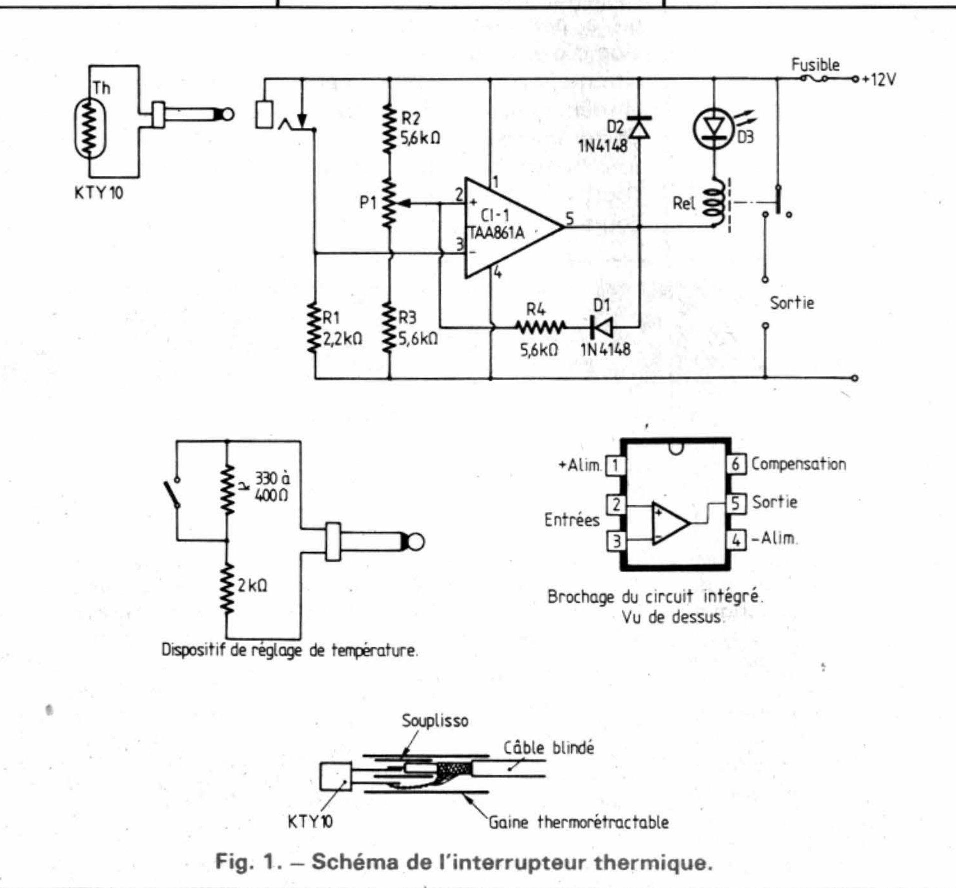


Fig. 1. – Schéma de l'interrupteur thermique.

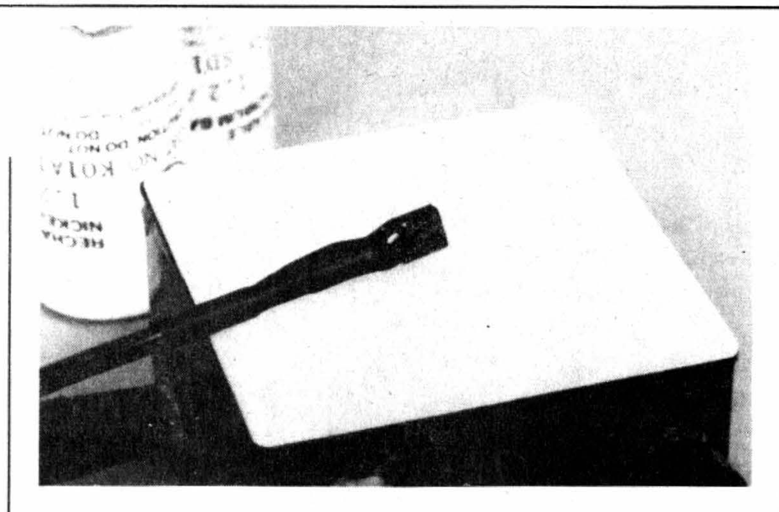


Photo 2. – Détail de la sonde. Le méplat peut être câblé sur une latte d'alu. Elle sera installée dans la batterie.

Le réglage de l'électronique peut se faire de la façon suivante : on monte sur un jack deux résistances dont l'une est placée en parallèle sur un interrupteur ; la seconde résistance sera telle que la somme des deux résistances sera égale à la résistance qu'aura la sonde pour une température de 45° ou 40° suivant celle choisie.

Le potentiomètre sera réglé de façon à ce que, interrupteur fermé, le relais reste collé et qu'en ouvrant l'interrupteur il se décolle. Au cours des opérations de réglage, on devra réamorcer le système à chaque réglage. On repérera la position pour laquelle on a un déclenchement à 45° et celle pour laquelle le déclenchement se fait à environ 25° (résistance de 2 000 Ω). Ce qui permettra une interpolation. Une fois ce réglage terminé, on pourra installer le tout dans une boîte, monter des bornes de sortie et brancher le capteur. Une vérification de la température de déclenchement peut se faire avec un thermomètre de bain ; attention, la constante de temps de la sonde est de plusieurs secondes, il faut donc attendre quelques instants avant que le déclenchement se produise.

Il ne vous reste plus qu'à placer la sonde en contact avec la batterie. Cette sonde, réglée pour 45°, doit être en contact avec le métal de la batterie, sinon, on choisira une température légèrement inférieure (40° par exemple). Attention également si vous chargez une batterie au soleil, le déclenchement peut se produire trop tôt, la batterie ne sera alors pas assez chargée. Il est donc préférable d'effectuer la charge à l'ombre.

La couleur noire de la sonde peut également jouer lors d'un éclairement direct de la sonde par le soleil, la sonde doit donc être également à l'ombre.

Voilà, il ne vous reste plus qu'à expérimenter ce système qui vous permettra d'avoir une batterie chargée pratiquement à bloc. Si vous voulez vraiment disposer de la capacité maximale, nous vous conseillons plutôt d'effectuer une charge à C_{10} pendant 14 à 16 heures, la nuit précédent l'évolution du modèle.

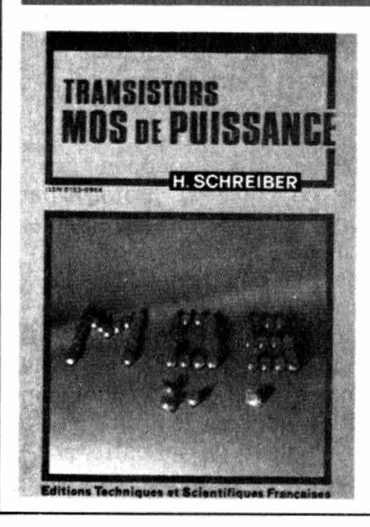
On évitera également, lors de l'évolution du modèle, de décharger complètement la batterie, une décharge complète peut entraîner l'inversion d'éléments dont la capacité n'est pas rigoureusement la même que celle des autres. Cette inversion peut à son tour entraîner la mise en court-circuit de l'élément. Ce court-circuit n'est pas toujours irréversible, un élément peut être remis en service en déchargeant un condensateur chimique de forte valeur (4 700 µF chargé sous 20 à 30 V) directement aux bornes de l'élément. Cette décharge volatilise le court-circuit. Ici, on respectera la polarité de la décharge.

Comme on le voit, les accumulateurs étanches au cadmium-nickel sont pleins de surprises. Ils sont robustes, pas trop encombrants, permettent une décharge rapide et une charge presque aussi rapide, mais il faut tout de même prendre quelques précautions élémentaires pour que leur durée de vie ne les rende pas aussi onéreux que des piles ! **E.L.**

Liste des composants

Résistances 1/4 W 5 % :
R_1 : 2,2 kΩ
R_2, R_3, R_4 : 5,6 kΩ
P_1 : pot. ajustable 1 kΩ
D_1, D_2 : 1N4148
D_3 : LED
CI_1 : circuit-intégré TAA861A. Siemens, Telefunken, Thomson.
R_{e1} : Relais V23056 A000 A401. Siemens ou autre.
Th : KTY10 A * ou B * Siemens
* Voir texte.

BIBLIOGRAPHIES



TRANSISTORS MOS DE PUISSANCE par H. SCHREIBER

Le transistor MOS de puissance, c'est la nouvelle façon de gérer la puissance électrique. C'est le composant facile à commander électriquement, puisqu'il ne demande qu'une tension. Du même coup, son fonctionnement est plus facile à comprendre que celui d'un transistor bipolaire, et cela est également vrai pour sa mise en œuvre.

Le fonctionnement des MOS de puissance, l'auteur de ce livre vous l'explique avec la compétence qu'on lui connaît. Quant à la mise en œuvre, il vous donne 40 exemples :

– **Dix circuits indicateurs :** d'obscurité, d'éclairement, de mouvement, d'électricité statique, de vibrations, de refroidissement, d'échauffement, de conduction, d'isolement, multiple.

– **Dix circuits de commutation :** trigger, monostable, set-reset, analogiques, etc.

– **Dix multivibrateurs et oscillateurs :** de puissance, clignotant, générateurs BF, dents de scie, triangulaires.

– **Dix montages d'amplification :** amplificateurs BF, récepteur, amplificateur-modulateur pour infrarouges, etc.

Editeur : E.T.S.F. Collection Technique Poche N° 37.

Réalisez votre ordinateur individuel

UTILISATION DE LA CARTE CPU 09

LE MONITEUR TAVBUG 09

APRES avoir traité dans notre précédent numéro du câblage et de la mise en service de la carte CPU09, nous allons étudier aujourd'hui toutes les commandes dont dispose le moniteur TAVBUG09 ainsi que tous les sous-programmes auxquels vous pourrez faire appel pour vos propres réalisations.

Comme à l'accoutumée, nous allons commencer cet article par quelques informations suscitées directement par votre courrier et par l'évolution de notre développement de logiciel.

Informations diverses

Comme nous l'avons annoncé le mois dernier, un certain nombre de programmes sont déjà disponibles pour notre ordinateur et leur liste descriptive détaillée peut vous être envoyée sur simple demande adressée à la revue à l'attention de l'auteur en indiquant « informations 6809 », sous réserve que vous joigniez à celle-ci une enveloppe de format minimum 16 × 22 cm affranchie à 4 F (ou trois coupons réponse si vous résidez à l'étranger). Ne joignez aucune question à ces demandes, leur traitement n'étant pas fait par l'auteur, vos questions ne seraient pas prises en compte. Par ailleurs, en raison des pertes de temps que cela occasionne vu le volume du courrier reçu, les demandes ne se conformant pas aux indications ci-dessus (pas d'enveloppe, enveloppe trop petite ou pas de timbre) ne seront pas traitées.

Pour répondre à une question souvent formulée. Il est évident que les « gros » programmes tels que Editeur, Assembleur et Basic ne peuvent tourner avec le seul K-octet de mémoire disponible sur la carte CPU09. Par contre, nous avons développé quelques petits programmes de jeux tels que : jeu du pendu, mastermind, jeu de marienbad, etc., qui s'accommodent fort bien d'une taille mémoire aussi réduite et qui vous permettront déjà de faire tourner votre carte CPU09 seule.

Si vous possédez des cartes RAM de l'ancien mini-ordinateur, il est évident que vous pouvez utiliser les programmes Editeur, Assembleur et Basic. Nous vous recommandons cependant d'attendre leur description dans la revue, prévue pour le numéro d'août (ou septembre au plus tard), car leurs possibilités sont plus importantes que celles de leurs « homologues » en 6800.

Au risque de nous répéter, les drives TANDON TM 100-1, - 2, - 4, que vous les ayez acquis pour l'ancien système ou pour celui-ci, conviennent ainsi que la carte IFD de l'ancien système.

Avant d'en finir avec ces informations, précisons qu'une petite erreur a pu être constatée par certains d'entre vous sur le circuit imprimé de la carte CPU09. Les résistances de rappel des lignes PA5 et PA6 du PIA ne vont pas au + 5 V comme indiqué sur le schéma théorique mais à la masse sur les premières versions de circuit imprimé. Cela n'a strictement aucune incidence sur le fonctionnement de la carte et il est inutile de modifier quoi que ce soit à ce niveau.

Présentation de TAVBUG09

Avant de commencer cette présentation, il nous semble nécessaire de rappeler, pour le lecteur novice en micro-informatique, ce qu'est le moniteur d'un système afin qu'il ne soit pas surpris par ce qui va suivre. Un moniteur est un programme qui s'occupe de tout ce qui est « bas niveau » dans un système, c'est-à-dire gestion des circuits d'interface, gestion de la mémoire, etc.

Si vous réalisez l'ordinateur pour y développer vos propres programmes en langage machine, le moniteur vous sera d'une grande utilité puisqu'il est indispensable en phase de mise au point de programmes. Par contre, si vous considérez l'ordinateur comme une boîte noire destinée à faire du Basic, du Pascal ou de la gestion (par exemple), la connaissance détaillée des possibilités du moniteur vous importe peu puisqu'il vous suffit de savoir comment charger les programmes qui vous intéressent.

Enfin, comme pour notre précédent article, nous souhaitons faire ici une présentation complète de TAVBUG09, aussi certaines commandes vont-elles vous paraître incompréhensibles ; n'y attachez pas trop d'importance pour l'instant. Abordez donc la lecture de ce qui suit avec l'état d'esprit correspondant à ce que vous voulez faire de votre ordinateur individuel et vous ne serez pas désorienté.

Une dernière remarque avant d'entrer dans le vif du sujet, la notion de moniteur est bien souvent inconnue sur certains mini-ordinateurs amateurs du commerce, car leurs fabricants ont délibérément choisi l'option « boîte noire » de la machine et vous présentent un produit destiné à faire du Basic, du Pascal ou autre. C'est une façon de voir qui est discutable car elle prive les utilisateurs de la possibilité de travailler, s'ils le désirent, en langage machine, alors que notre approche, tout en permettant le concept « boîte noire » évoqué ci-avant, permet aussi le travail en langage machine qui, lorsqu'on le possède bien, peut faire des merveilles.

Ce moniteur, que nous avons baptisé d'un nom semblable à celui de notre précédent système, dispose de possibilités analogues à celles de son homonyme, mais, étant donné qu'il occupe deux fois plus de place (4 K contre 2 K pour TAVBUG 6800) et qu'il est prévu pour un microprocesseur 6809, plus puissant que le 6800, vous devez bien penser que certaines fonctions nouvelles y ont été in-

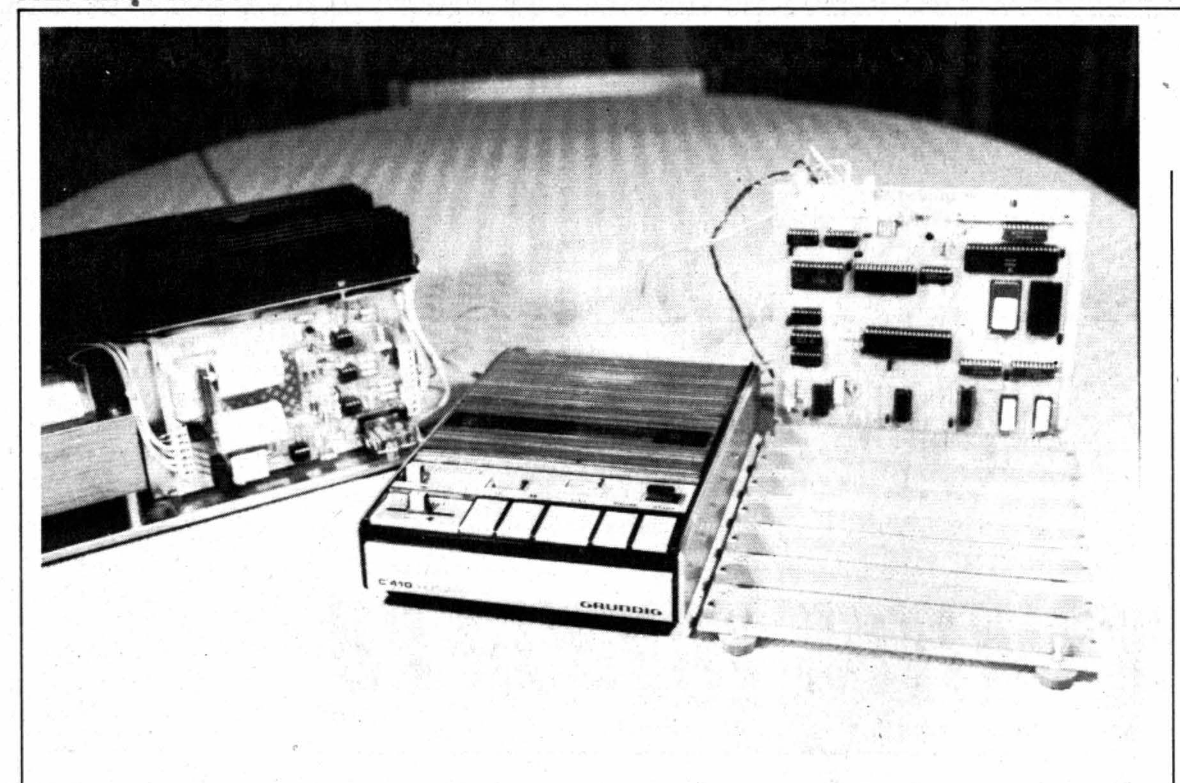


Photo 1. – Il suffit de peu de choses pour essayer TAVBUG 09.

corporées. De plus, la syntaxe de frappe des commandes a été allégée et la présentation des informations fournies a été clarifiée.

Enfin, pour en finir avec ces généralités, il ne sera pas nécessaire de reprogrammer TAVBUG09 lorsque vous désirez utiliser le DOS, les fonctions nécessaires étant déjà prévues d'origine. De plus, et bien que cela ait été sous-entendu le mois dernier, TAVBUG09 est prévu d'origine pour se configurer automatiquement selon que vous travaillez avec un terminal quelconque ou la carte IVG de votre ancien système.

Sachez aussi que TAVBUG09 dispose de certaines protections, plus ou moins évidentes, destinées à éviter la prolifération de copies « pirates » et que l'auteur ne garantit le fonctionnement du système et des logiciels associés qu'avec les TAVBUG09 qu'il a lui-même programmé.

Pour assimiler au mieux le fonctionnement des diverses commandes décrites ci-après, nous vous conseillons de lire cet article en ayant votre système à portée de main, afin que vous puissiez essayer immédiatement les manipulations décrites. Nous vous rappelons qu'à la mise sous tension, si tout se passe bien, le circuit de RESET automatique initialise TAVBUG09 conformément à ce que vous avez signalé au moyen des mini-interrupteurs de configuration (voir précédent numéro) et le message d'appel TAVBUG09 apparaît avec, sur la ligne suivante, le caractère d'attente de commande qui est le symbole « supérieur à » (>). Un tel caractère s'appelle un « PROMPT » dans le jargon des informaticiens, aussi utiliserons-nous cette dénomination par la suite, car elle est tout de même plus pratique que son équivalent français « caractère d'attente de commande ».

Syntaxe générale des commandes

Pour avoir le moins de choses possibles à retenir, la syntaxe des commandes a été normalisée et simplifiée au maximum possible non nuisible aux performances du moniteur. Toutes les commandes doivent être frappées en majuscules, la frappe en minuscule se traduisant par l'apparition du message ERREUR suivi à nouveau du PROMPT.

Les commandes normales répondent à la syntaxe suivante :
– Commande suivie d'un retour chariot.
– Commande Espace EXPRESSION suivie d'un RETOUR CHARIOT.
– Commande ESPACE EXPRESSION1 ESPACE EXPRESSION2 suivie d'un RETOUR CHARIOT.
– Commande ESPACE EXPRESSION1 ESPACE EXPRESSION2 ESPACE EXPRESSION3, suivie ou non d'un RETOUR CHARIOT.

Par ailleurs, il existe deux commandes dites rapides qui ne nécessitent ni argument ni retour chariot. Ce sont le « slash » (/) et le point (.) dont nous verrons le rôle en temps utile.

Les commandes utilisant des expressions sont séparées de celles-ci par un espace ou blanc, de même que les diverses expressions entre elles. Si une erreur est faite lors de la frappe d'une commande, il est possible de frapper CNTRL X pour annuler celle-ci, le message ERREUR apparaît alors suivi du PROMPT.

Le terme commande dans les exemples ci-dessus est constitué d'une lettre majuscule d'imprimerie selon la commande demandée. Les expressions peuvent revêtir plusieurs aspects selon le type de commande concerné. La forme la plus simple d'une expression est une valeur hexadécimale comportant de 1 à 4 chiffres utilisée pour définir une donnée ou une adresse. Ainsi, si nous voulons visualiser la mémoire d'adresses 1000, nous frapperons M 1000. Il est inutile de frapper les 0 non significatifs ainsi M 0010 aura le même effet que M 10. Une expression peut aussi être constituée par plusieurs valeurs numériques hexadécimales séparées par deux opérateurs arithmétiques qui sont l'addition et la soustraction, ainsi nous avons le droit de frapper : M 10 + 23 – 45 + 1000 – 48. Le moniteur calculera l'expression pour déterminer l'adresse réelle ainsi définie. Les valeurs numériques sont converties en interne en un mot de 16 bits et les résultats des calculs de ces expressions le sont modulo 10000, ce qui signifie que, si votre expression conduit à un résultat supérieur à FFFF qui est l'adresse mémoire maximum que peut manipuler un 6809, sa valeur sera réduite de façon à entrer dans la plage 0 à FFFF par soustractions successives de la valeur 10000. En d'autres termes, les valeurs « tournent en rond » autour de FFFF, la valeur suivant FFFF étant 0000 et ainsi de suite. Quoi qu'il en soit, cette possibilité, bien que prévue car elle ne compliquait pas le moniteur, est inutile puisque cela signifierait que l'expression que vous auriez spécifiée est en dehors de l'espace mémoire adressable, ce qui est inconcevable.

Il faut aussi noter que, lors de la frappe d'expression pour signifier des adresses par exemple, le fait de frapper plus de 4 chiffres est possible, TAVBUG09 considérera comme valides les 4 derniers chiffres frappés ; ainsi, M123456789 aura pour effet d'examiner la mémoire d'adresse 6789.

Les expressions peuvent aussi revêtir une troisième et dernière forme constituée par une lettre parmi trois ayant des significations particulières. Ces lettres sont M, P et W. M représente la valeur de la dernière mémoire examinée au moyen de la commande M. C'est-à-dire que, chaque fois que vous faites un examen mémoire au moyen de la commande M, la dernière valeur utilisée est conservée par le moniteur et vous pouvez la rappeler lorsque vous le désirez au sein d'une autre commande, quelles que soient les commandes effectuées entre temps. La lettre P représente la valeur courante du PC, ou Program Counter, ou compteur ordinal. Il est ainsi possible de savoir, lors de la mise au point d'un programme, où pointe le compteur ordinal sans avoir à se plonger dans un listing pour connaître la valeur réelle de l'adresse. W enfin est une lettre qui signifie la valeur de votre choix, définissable au moyen d'une commande de TAVBUG09.

C'est une commodité prévue pour éviter d'avoir à frapper souvent une adresse ou une expression qui revient souvent lors de la mise au point d'un programme.

Comme si cela ne suffisait pas, il existe encore une possibilité au niveau des expressions qui peuvent être utilisées. C'est la notion d'indirection. En effet, le microprocesseur 6809, comme nous l'avons vu lors de l'étude de ses modes d'adressage, peut utiliser l'adressage indirect, c'est-à-dire qu'il va chercher à l'adresse qu'on lui indique, non pas une donnée mais l'adresse où aller chercher la donnée. Pour vous éviter de fastidieuses acrobaties lors de la mise au point de programmes, TAVBUG09 peut interpréter les adresses en mode indirect, ce qui est matérialisé par la frappe après l'expression spécifiant l'adresse de caractère Américain « à commercial » (@). Ainsi si 1000 et 1001 contiennent 2537, le fait de frapper M 1000 @ fera apparaître le contenu de la mémoire d'adresse 2537 puisque le moniteur sera allé chercher en 1000 l'adresse (2537 dans cet exemple) où aller chercher la donnée.

Cette possibilité d'indirection ne fonctionne pas qu'avec les expressions numériques mais aussi avec les expressions contenant les opérateurs + et – ainsi que les lettres « spéciales » M, W et P.

La figure 1 vous présente quelques exemples d'expressions valides avec la valeur hexadécimale réelle qui leur correspond. De toute façon, comme nous l'avons conseillé ci-avant, la meilleure façon de faire est encore d'essayer. Vous pourrez ainsi constater que l'interpréteur de commandes de TAVBUG09 peut digérer pas mal de choses.

Par ailleurs, lors des commandes générant des sorties de données qui peuvent durer longtemps (commande examen mémoire de plusieurs K par exemple), il est possible à tout instant de frapper CNTRL X pour terminer prématurément la commande en cours. D'autre part, toujours lors de ce type de commande, le fait de frapper n'importe quelle touche du clavier pendant la sortie des données suspend le déroulement de la commande aussi longtemps que vous le désirez, la reprise ayant lieu par la frappe de n'importe quelle touche du clavier. Cette possibilité a été prévue pour faciliter l'exploration d'une zone mémoire étendue de façon très rapide.

Nous aurons l'occasion de revenir sur toutes ces possibilités ci-après lorsque ce sera justifié au niveau des commandes pouvant y faire appel, commandes que nous allons maintenant étudier.

Commande A transfert mémoire

Cette commande permet de transférer sans altération le contenu d'une zone de mémoire quelconque dans une autre. La syntaxe est du type :

– A ADRESSE1 ADRESSE2 ADRESSE3 RETOUR CHARIOT, où ADRESSE1 représente l'adresse de départ de la zone de mémoire à transférer, ADRESSE2 l'adresse de fin de cette zone et ADRESSE3 l'adresse où vont être placées les données transférées. Les remarques faites ci-avant s'appliquent, en particulier, il n'est pas nécessaire de frapper les 0 non significatifs. Par ailleurs, cette commande présente la particularité, si ADRESSE2 est inférieure à ADRESSE1, de considérer ADRESSE2 comme le nombre d'octets à transférer, ainsi par exemple :

– A 1000 2000 3000 transférera le contenu de la zone allant de 1000 à 2000 en 3000, par contre :

– A 1000 100 3000 transférera les 100 octets à partir de 1000 en 3000. Il est évidemment possible de spécifier les adresses en utilisant les possibilités décrites ci-avant pour les expressions et nous pouvons écrire :

– A W 100 P qui transférera les 16 octets (10 en hexadécimal) situés à partir de l'adresse spécifiée par W à l'adresse courante sur laquelle pointe le PC.

Commande B : points d'arrêt

Lors de la mise au point d'un programme, il est essentiel de pouvoir arrêter le déroulement de celui-ci en des points critiques pour vérifier que le déroulement se fait bien comme prévu (ce qui n'est en général pas le cas pendant la phase de mise au point !). Cette possibilité s'appelle la mise en place de points d'arrêts. Lorsque le programme en cours d'essai arrive sur un tel point d'arrêt, il s'arrête et le contenu des registres du microprocesseur à cet instant est affiché, puis le contrôle du système est rendu au moniteur afin que vous puissiez décider de la suite des opérations.

Un moniteur de bonne qualité doit permettre automatiquement la mise en place de points d'arrêt en n'importe quel endroit d'un programme et leur effacement tout aussi automatique. TAVBUG09 permet cela et autorise jusqu'à 8 points d'arrêt simultanément dans un même programme, toute tentative d'en entrer plus se traduisant par l'affichage du message ERREUR et le refus de prendre en compte le point d'arrêt surnuméraire. La commande relative aux point d'arrêt peut revêtir plusieurs aspects suivant la fonction à accomplir :

– B EXPRESSION RETOUR CHARIOT place un point d'arrêt à l'adresse spécifiée par l'expres-

W = 1000
PC = 2000
M = 3000

1000 contient 80
1001 contient 00

Expression	Equivalent hexadécimal
1000	1000
W	1000
P – 2	1FFE
W + 100	1100
M + W – P	2000
1000 @	8000
M – P @	8000
W @	8000

Fig. 1. – Quelques exemples d'expressions valides.

```
>A 1000 2000 3000
>A W P+2 1000
>A M 10 2000
>A 2000 100 3000
```

Fig. 2. – Exemples d'utilisation de la commande A.

```
>B 1000
1000
>B 2000
1000 2000
>B 1200
1000 2000 1200
>B 1300
1000 2000 1200 1300
>B 1400
1000 2000 1200 1300 1400
>B 1500
1000 2000 1200 1300 1400 1500
>B 1600
1000 2000 1200 1300 1400 1500 1600
>B 1800
1000 2000 1200 1300 1400 1500 1600 1800
>B 1900
ERREUR
>B - 1800
1000 2000 1200 1300 1400 1500 1600
>B - 2000
1000 1200 1300 1400 1500 1600
>B -
>B
```

Fig. 3. – Exemples d'utilisation de la commande B.

sion, celle-ci bénificiant de toutes les propriétés exposées ci-avant.

– B – EXPRESSION RETOUR CHARIOT efface un point d'arrêt à l'adresse spécifiée par l'expression.

– B RETOUR CHARIOT fait imprimer la liste de tous les points d'arrêt en place à cet instant.

– B – RETOUR CHARIOT efface tous les points d'arrêt.

Par ailleurs, pour entrer plusieurs points d'arrêt successifs, il suffit de faire autant de fois que nécessaire la commande B EXPRESSION RETOUR CHARIOT. La figure 3 présente quelques exemples de frappe de cette commande.

Attention ! Vu le principe utilisé pour la mise en place des points d'arrêt, ceux-ci ne peuvent être placés que sur du programme contenu en RAM ; ce qui est normal puisque les points d'arrêt sont utilisés pour mettre au point des programmes et que cela se fait toujours en RAM (on ne programme pas des ROM avec un programme qui n'est pas encore au point !). Quoi qu'il en soit, si cette restriction vous pèse, sachez que nous avons tourné la difficulté en permettant de faire du pas à pas en ROM au moyen du timer programmable de la carte CPU09 et d'une commande décrite plus avant dans ces pages.

La commande C : appel d'un sous-programme utilisateur

Comme vous le savez, ou comme vous l'apprendrez en utilisant votre système ou en lisant nos articles d'initiation à la micro-informatique, un sous-programme ne peut être exécuté seul hors de son contexte puisqu'il doit toujours être appelé par un programme dit « principal » et qu'après son exécution, il retourne à ce programme principal. Lorsque l'on met au point un programme, il est intéressant de pouvoir essayer facilement les sous-programmes qui le composent ; c'est ce que permet la commande C qui peut lancer l'exécution d'un sous-programme se trouvant n'importe où en mémoire, la fin du sous-programme étant matérialisée par un retour sous le contrôle du moniteur avec impression du contenu des registres du 6809. La seule restriction à l'emploi de cette commande est que le sous-programme ainsi appelé soit vraiment un sous-programme, c'est-à-dire se termine par une instruction RTS (Return From Subroutine). La syntaxe est tout simplement :

– C RETOUR CHARIOT qui lance le sous-programme qui se trouve à la valeur courante du PC au moment de la frappe de la commande ou :

– C EXPRESSION RETOUR CHARIOT ou EXPRESSION spécifie l'adresse de début du sous-programme à exécuter.

La commande D : examen mémoire

Cette commande permet de visualiser sur le terminal le contenu d'une zone quelconque de mémoire. La présentation a été optimisée pour faciliter la lecture, comme le montre l'exemple de la figure 4. Les adresses sont rappelées en début de ligne, tous les 128 octets, une ligne est imprimée pour rappeler la position des octets en horizontal ; de plus, sur la droite de cet affichage, l'équivalent ASCII de chaque octet est imprimé, les valeurs qui ne correspondent pas à un code ASCII imprimable étant matérialisées par un point. Cette disposition est optimisée pour tout terminal supportant des lignes de 80 caractères, telle que, par exemple, la carte IVG de notre ancien système. Le terminal vidéo décrit dans le Haut-Parleur de décembre permet d'exploiter cette commande mais avec un peu moins de confort puisque ses 64 caractères par ligne l'empêchent de contenir complètement chaque ligne, l'information affichée se trouvant scindée en deux et répartie sur deux lignes consécutives. C'est là la seule limitation de ce terminal utilisé conjointement avec TAVBUG09.

La syntaxe de cette commande est analogue à celle employée pour la commande A de transfert-mémoire, il faut en effet frapper :

– D EXPRESSION1 EXPRESSION2 RETOUR CHARIOT, où EXPRESSION1 est l'adresse de début de la zone à visualiser et EXPRESSION2 l'adresse de fin de la zone à visualiser. Si EXPRESSION2 est inférieure à EXPRESSION1, la valeur de EXPRESSION2 est prise comme le nombre d'octets à visualiser. Pour conserver à l'affichage un

```
>D 1000 1040

      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
1000 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00   ................
1010 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00   ................
1020 FF 00 3B 20 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00   ..; ............
1030 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00   ................
>D F050 15

      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
F050 45 02 C4 FF E3 03 54 03 23 03 B9 03 4E 03 B6 03  E.....T.#...N...
F060 B3 05 9C FF 99 06 85 09 16 09 59 01 A6 EB 04 00  ..........Y.....
>D F100

      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
F100 DB 9E F4 6F 04 6F 05 CC 01 A6 A7 01 86 82 A7 84  ...o.o..........
>D F106

      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
F100 DB 9E F4 6F 04 6F 05 CC 01 A6 A7 01 86 82 A7 84  ...o.o..........
>D F100 F220

      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
F100 DB 9E F4 6F 04 6F 05 CC 01 A6 A7 01 86 82 A7 84  ...o.o..........
F110 E7 01 C6 12 E7 84 0F 7A B6 EB 00 84 60 10 8E FD  .......z....`...
F120 92 A1 A1 27 04 A1 A0 20 F8 EC 3F 26 04 0A 7A EC  ...'... ..?&..z.
F130 39 ED 02 A6 8D 0C 67 A7 8D F9 C7 8E EB 00 E6 8D  9.....g.........
F140 01 C2 3A A6 84 A1 8D 0C 55 10 26 01 AF 8E EB 00  ..:.....U.&.....
F150 E6 8D 01 B1 3A A6 84 A1 8D 0C 43 10 26 01 9D 6F  ....:.....C.&..o
F160 8D F9 9F 6D 61 26 06 30 8D FF 5D 3F 03 3F 06 17  ...ma&.0..§?.?..
F170 07 9E 2A 0C 50 D7 FA 5A 2B 06 A6 30 A7 B1 20 F7  ..*.P..Z+..0.. .
      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
F180 AE 6A 9F 93 86 3E 3F 01 33 E4 DF 95 4F 5F DD 9B  .j...>?.3...O_..
F190 DD 8F DD 91 C6 02 34 07 17 05 DF 30 8D 06 D9 81  ......4....0....
F1A0 2E 27 5A 30 8D 06 74 81 2F 27 52 81 20 23 14 34  .'Z0..t./'R. #.4
F1B0 02 6C 5F 81 2F 27 4F 17 05 96 27 02 6A 5E 17 05  .l_./'O...'.j^..
F1C0 B9 20 E8 80 0D A7 5D 9E C4 E6 80 2A 10 9E EC 5C  . ....§....*...Ç
F1D0 27 F7 10 DE 95 30 8D 01 7C 3F 02 20 90 5A E1 5F  '....0..ù?. .Z._
F1E0 24 03 3A 20 E4 31 5D A6 5F 80 02 A7 5E 5A A6 80  $.: .1§._...^Z..
F1F0 A1 A2 26 EE 6A 5E 26 F5 3A EC 1E 30 8B 6D 5D 32  ..&.j^&.:..0.m§2
      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
F200 C4 AD 1E 16 FF 7A 6D 5E 2B C8 30 88 AE DC 9B 20  .....zm^+.0....
F210 EC FE 04 42 06 A5 04 43 05 A2 04 44 06 28 04 45  ...B...C...D.(.E
>
```

Fig. 4. – Exemples d'utilisation de la commande D.

format cohérent, ce nombre est arrondi au multiple de 16 immédiatement supérieur, comme le confirment les exemples visibles figure 4. Enfin, pour ceux que la frappe des touches fatigue, une forme réduite de cette commande existe ; le fait de frapper D EXPRESSION1 RETOUR CHARIOT fait afficher les 16 octets (10 en hexadécimal) qui suivent l'adresse spécifiée par EXPRESSION1.

Comme pour la commande A, EXPRESSION1 et EXPRESSION2 peuvent utiliser toutes les possibilités déjà décrites (lettres, expressions calculées, indirection, etc.).

Le fait de frapper une touche quelconque durant l'exécution de la commande suspend l'affichage à la fin de la ligne en cours, la reprise ayant lieu lors de la frappe d'une touche tout aussi quelconque. De plus la commande peut être terminée prématurément par la frappe d'un CNTRL X.

Commande E

Cette commande très particulière est destinée à simplifier un peu le travail des personnes désireuses d'écrire des programmes 6809 sans avoir d'assembleur à leur disposition. En effet, si le codage à la main des instructions 6809 est possible au moyen du manuel de programmation, certaines instructions sont délicates à coder car chaque bit du mot codé a une signification. C'est le cas en particulier pour les très nombreux modes d'adressage indexé dont dispose le 6809. Cette commande E permet donc de calculer automatiquement ce code. La syntaxe est la suivante :

– E EXPRESSION RETOUR CHARIOT, où EXPRESSION est une représentation valide sous la forme de la syntaxe assembleur 6809 d'un mode d'adressage indexé. Il est évident que vous ne connaissez pas cette syntaxe pour l'instant, mais, comme nous l'avons dit en début de cet article, nous présentons ici toutes les commandes de TAVBUG09 afin de faire un dossier complet sur lequel il n'y aura pas besoin de revenir. La figure 5 montre quelques exemples d'exécution de cette commande ; exemples que vous comprendrez sans peine lorsque nous vous aurons parlé programmation et assembleur.

Commande G : lancement d'un programme

Cette commande est classique sur tout moniteur, elle permet de lancer l'exécution d'un programme à une adresse spécifiée. La syntaxe en est simple :

– G EXPRESSION RETOUR CHARIOT, où EXPRESSION représente l'adresse de début du programme à exécuter. Il est également possible de frapper G seul suivi d'un retour chariot, l'exécution se fait alors à partir de la valeur courante du PC ce qui est très utile pour repartir d'un point d'arrêt par exemple.

Commande L : chargement d'une cassette en mémoire

Cette commande permet de charger en mémoire le contenu d'une cassette au format Kansas City évoqué dans notre précédent article. La syntaxe revêt la forme suivante :

– L VALEUR RETOUR CHARIOT, où VALEUR est une valeur hexadécimale représentant un offset avec lequel la cassette peut être chargée en mémoire. En effet, le codage des informations sur la cassette contient de façon intrinsèque l'adresse de chargement en mémoire ; par contre, pour certaine applications, il peut être utile de charger un programme ailleurs qu'à l'adresse initialement prévue. Cela s'obtient en spécifiant derrière la commande L un offset (décalage en anglais). Cet offset n'est autre que la valeur qui sera ajoutée à l'adresse de chargement en mémoire du programme. Ainsi, si vous avez une cassette devant se charger en 1000, le fait de spécifier un offset de 3000 fera charger la cassette en mémoire à partir de 1000 + 3000, soit 4000. Si vous désirez charger la cassette à son adresse normale, il faut quand même spécifier un offset qui, dans ce cas doit être nul. Comme indiqué ci-avant, les adresses tournent en rond autour de FFFF ; ainsi, si vous avez un programme qui se charge en E000 et que vous spécifiez un offset de 5000, votre programme se chargera en 3000 (E000 + 5000 – 10000).

L'utilisation de cette commande doit se faire avec certaines précautions ; en effet, il faut, avant de lancer l'exécution par la frappe du retour chariot, mettre le magnétophone à cassettes en lecture et s'assurer que la cassette se trouve bien sur une plage où est enregistré un programme, car, dans le cas contraire, le souffle de la bande magnétique peut induire en erreur le MODEM de la carte CPU09 et empêcher un chargement correct du programme qui suit. Si le chargement se passe bien, le contrôle est rendu au moniteur en fin de celui-ci et le PROMPT apparaît. Attention ! cette commande n'effectue aucun contrôle quant au chargement réel de la cassette en mémoire, en particulier si vous avez demandé un chargement à un emplacement où se trouve de la ROM ou à un endroit où il n'y a pas de mémoire, la commande L ne s'en apercevra pas. Il faut utiliser pour cela la commande V décrite plus avant dans cet article.

```
>E ,Y
A4
>E ,U
C4
>E H,Y
20
>E ,X++
81
>E ,Y+
A0
>E ,--X
83
>E [HHHH,PCR]
9D
```

Fig. 5. – Exemples d'utilisation de la commande E.

```
>M 010+100-26+3
00-  FF-  00-  FF-  00-
00EC FF-
00ED 00-^
00EC FF-^
00EB 00-/
00EB 00-/
00EB 00-,,,,
00F0 FF-'ABCDEF' FF-^
00F5 46-^
00F4 45-^
00F3 44-^
00F2 43-^
00F1 42-^
00F0 41-^
00EF 00-
```

Fig. 6. – Exemples d'utilisation de la commande M.

La commande M : examen/changement mémoire

Cette commande est une des plus utilisées lorsque l'on travaille en langage machine ; elle permet en effet d'examiner la mémoire octet par octet et de modifier celle-ci, également octet par octet. Du fait de cet emploi très fréquent, la commande M de TAVBUG09 dispose de nombreuses possibilités accroissant sa souplesse d'emploi. La syntaxe de base peut revêtir trois formes différentes :

– M EXPRESSION, où EXPRESSION possède toutes les propriétés exposées ci-avant et spécifie l'adresse à examiner.

– ADRESSE /, où ADRESSE est impérativement une valeur numérique hexadécimale ; les lettres P, W et M ne pouvant être utilisées.

– / (slash frappé seul) qui a pour effet d'examiner la mémoire dont l'adresse a été spécifiée en dernier, lors de l'exécution d'une précédente commande M.

Chacune de ces expressions a pour effet de faire imprimer l'octet qui se trouve à l'adresse spécifiée. Par contre, la suite du déroulement de la commande dépend de ce que vous allez frapper et vous avez le choix entre diverses possibilités :

– un RETOUR CHARIOT a pour effet de terminer la commande définitivement,

– un ESPACE fait passer à l'adresse immédiatement suivante, ne fait pas imprimer celle-ci mais uniquement son contenu, sans changer de ligne,

– une VIRGULE (,) fait passer aussi à l'adresse immédiatement suivante, mais ne fait imprimer ni l'adresse ni le contenu,

– un SAUT LIGNE fait passer à l'adresse immédiatement suivante et fait imprimer celle-ci ainsi que son contenu sur la ligne suivante,

– un ACCENT CIRCONFLEXE ou FLECHE VERS LE HAUT selon les claviers (↑) fait passer à l'adresse immédiatement précédente et fait imprimer celle-ci et son contenu sur la ligne suivante,

– une EXPRESSION remplace le contenu visualisé par celui obtenu en calculant l'expression,

– un SLASH (/) fait imprimer l'adresse en cours d'examen et

son contenu sur la ligne suivante,
– un TEXTE compris entre deux apostrophes fait rentrer le code ASCII de chaque caractère à partir de l'adresse qui était en cours d'examen.

Comme vous pouvez le constater, cette commande M ne manque pas de possibilités.

De plus, si, pour une raison quelconque, la valeur que vous désirez placer en mémoire n'y « rentre » pas (parce que vous avez adressé de la ROM ou un endroit où il n'y avait pas de mémoire), un point d'interrogation apparaît et le contenu de la mémoire suivante est affiché.

La figure 7 montre quelques exemples d'utilisation de cette commande M que nous vous invitons à essayer sans retenue ; faites seulement attention à l'adresse de la mémoire RAM disponible sur la carte CPU09 qui va de EC00 à EF00, les 256 octets de EF00 à EFFF étant pris par le moniteur.

Commande N

Cette commande a plusieurs raisons d'être sauf si vous utilisez le terminal vidéo du numéro de décembre. En effet, elle permet de ralentir volontairement TAVBUG09 lors de la sortie d'informations sur le terminal. Pourquoi ? Tout simplement parce que certains terminaux sont trop rapides et d'autres sont trop lents.

En effet, pour fonctionner correctement, certains terminaux lents tels que de vieilles télétypes ou des terminaux Silent Texas nécessitent l'envoi, après chaque retour chariot, de caractères nuls qui ne seront pas imprimés mais qui laisseront au chariot du terminal le temps de revenir en place. Cette façon de faire peut être étendue pour certains modèles précités à la nécessité d'envoyer un ou plusieurs caractères nuls entre deux caractères à imprimer. D'un autre côté, avec les terminaux ultra rapides comme la carte IVG, il est parfois fatigant de suivre un listing sur l'écran, cette commande permet alors d'introduire des caractères nuls qui n'apparaissent pas sur l'écran mais qui ont pour effet de ralentir l'affichage du texte sur celui-ci. Cette commande s'utilise de la façon suivante :

– N VALEUR RETOUR CHARIOT, où VALEUR est un nombre de 1 à 4 chiffres hexadécimaux, le ou les deux chiffres de poids fort indiquent le nombre de caractères nuls à envoyer entre deux caractères « normaux », et le ou les deux chiffres de poids faible indiquent le nombre de nuls à envoyer après chaque retour chariot. Ainsi, N 123 fera envoyer 1 nul entre deux caractères et 23 nuls sur un retour chariot, tandis que 4 ferait envoyer seulement 4 nuls sur un retour chariot. Pour faire fonctionner TAVBUG09 à la vitesse maximum, il suffit de frapper N 0. Le terminal vidéo et la carte IVG peuvent fonctionner sans problème avec N 0 ; ils sont tous deux assez rapides.

Commande O : calculateur de déplacements

Comme pour la commande E, cette commande est destinée à aider les personnes qui veulent programmer en langage machine sans avoir d'assembleur à leur disposition. Il faut en effet savoir qu'une des phases délicates de la réalisation de programmes « à la main », c'est-à-dire sans l'aide d'un assembleur, est le calcul des déplacements utilisés en adressage relatif, car cela requiert de faire des additions et surtout des soustractions en hexadécimal qui sont souvent sources d'erreurs. Cette commande calcule donc automatiquement le déplacement à utiliser en adressage relatif entre deux adresses spécifiées. La syntaxe en est la suivante :

– O EXPRESSION1 EXPRESSION2 RETOUR CHARIOT, où EXPRESSION1 est l'adresse où sera placé le déplacement ainsi calculé et où EXPRESSION2 est l'adresse où devra aboutir cet adressage relatif. Les deux expressions présentent les caractéristiques déjà maintes fois exposées. Des exemples d'utilisation sont donnés figure 7.

Commande P : enregistrement sur cassette

Cette commande est l'opposée de la commande L, puisqu'elle permet la sauvegarde sur cassette d'une portion de mémoire de taille quelconque. Le format employé est le Kansas City (voir précédent article) et est, bien sûr, compatible de celui de la commande L. La syntaxe est la suivante :

– P EXPRESSION1 EXPRESSION2 RETOUR CHARIOT où EXPRESSION1 représente l'adresse du début de la zone à mettre sur cassette et où EXPRESSION2 représente l'adresse de fin de cette même zone.

Contrairement à la commande L, moins de précautions sont à prendre dans l'utilisation ; en effet, l'enregistrement commence par une vingtaine de secondes de données sans signification particulière et utilisées seulement à des fins de synchronisation du MODEM lors des opérations de lecture avec la commande L. Le magnétophone peut donc être mis en marche immédiatement après la frappe du retour chariot sans crainte de perdre des données. Lorsque la commande est terminée, la main est rendue au moniteur, ce qui est matérialisé par l'apparition du PROMPT. Une remarque pour les habitués de l'ancien mini-ordinateur : rien ne s'affiche sur l'écran pendant la commande P, c'est normal.

Commande R : examen/modification des registres

Cette commande n'est utilisée que pendant la phase de mise au point de programmes, conjointement aux commandes d'exécution de programme en pas à pas et de mise en place de points d'arrêt. Son rôle consiste à empêcher le déroulement d'un programme en pas à pas à partir d'un certain point. Ainsi, par exemple, soit à mettre au point un programme dans lequel figurent des sous-programmes longs (sous-programmes de temporisation par exemple). Il est parfaitement inutile, si vous exécutez le programme en pas à pas, de faire

```
>O P+2 1000
3C3E
>O P+2 W
2B3E
>O P+2 M
2D2D
>O 1000 1010
0F 000E
```

Fig. 7. – Utilisation de la commande O.

```
>R
PC-D3BE A-4E B-00 X-CC9C Y-C847 U-C073 S-C07F CC-F4 DP-00
PC-     A-   B-45 X-      Y-AAAA
>R
PC-D3BE A-4E B-45 X-CC9C Y-AAAA U-C073 S-C07F CC-F4 DP-00
PC-
```

Fig. 8. – Examen et modification des registres avec la commande R.

```
>T 4
OP-393B PC-004D A-4E B-45 X-CC9C Y-AAAA U-C073 S-C081 CC-F4 DP-00
OP-00FF PC-004F A-4E B-45 X-CC9C Y-AAAA U-C073 S-C081 CC-F4 DP-00
OP-00FF PC-0051 A-4E B-45 X-CC9C Y-AAAA U-C073 S-C081 CC-F4 DP-00
OP-00FF PC-0053 A-4E B-45 X-CC9C Y-AAAA U-C073 S-C081 CC-F4 DP-00
>.OP-00FF PC-0055 A-4E B-45 X-CC9C Y-AAAA U-C073 S-C081 CC-F4 DP-00
>.OP-00FF PC-0057 A-4E B-45 X-CC9C Y-AAAA U-C073 S-C081 CC-F4 DP-00
```

Fig. 9. – Déroulement d'un programme en pas à pas avec la commande T.

```
>V 0000

ADR  ME K7
1008 8C 8E
```

Fig. 10. – Mise en évidence d'une erreur lors d'une commande V.

dérouler à chaque fois ces sous-programmes longs, surtout une fois que vous êtes sûr de leur fonctionnement. La commande S permet donc d'inhiber automatiquement le pas à pas dès que le contenu du pointeur de pile (le registre S du 6809) descend au-dessous d'une valeur que vous avez spécifiée.

Cette commande sera revue lorsque nous vous apprendrons à programmer en langage machine avec quelques exemples.

Sa syntaxe est très simple :
– S EXPRESSION RETOUR CHARIOT, où EXPRESSION représente la valeur en dessous de laquelle la descente du contenu de S fera arrêter le mode pas à pas.

Commande T : exécution en pas à pas

Cette commande est parmi les plus utilisées en phase de mise au point de programmes puisqu'elle permet d'exécuter un programme en pas à pas avec visualisation à chaque pas du contenu de tous les registres du 6809.

Elle peut être lancée dès le début d'un programme ou, plus généralement, à partir d'un point d'arrêt. Le format en est :
– T NOMBRE RETOUR CHARIOT où NOMBRE indique le nombre de pas de programmes à exécuter. NOMBRE peut être n'importe quelle valeur comprise entre 0000 et FFFF. De plus, la frappe d'un CNTRL X pendant le déroulement d'une commande T de longueur quelconque interrompt celle-ci prématurément (comme pour la commande D vue précédemment). Comme il est parfois utile de faire exécuter un programme en pas à pas instruction par instruction, et pour ne pas avoir à frapper T1 à chaque fois, il existe un mode particulier de cette commande qui est appelé en frappant un point (.). A chaque frappe d'un point une instruction, et une seule, du programme en cours est exécutée.

Par ailleurs, pour éviter des pertes de temps, le mode pas à pas est automatiquement inhibé deux instructions après être rentré dans un sous-programme quelconque de TAVBUG09 et est automatiquement réactivé deux instructions avant de sortir de TAVBUG09.

Commande V : vérification d'une cassette

Cette commande fonctionne exactement comme la commande L vue précédemment, mais, au lieu de charger la cassette en mémoire, elle compare celle-ci avec la mémoire. Il est évidemment possible de définir un offset, ce qui fait que la syntaxe est tout à fait analogue à celle du L :
– V VALEUR RETOUR CHARIOT, où VALEUR est un offset répondant aux mêmes contraintes que pour L.

Si la vérification se passe bien, le moniteur reprend le contrôle du système et le PROMPT apparaît ; en cas d'erreur, l'emplacement de la première erreur détectée est affiché avec l'adresse mémoire en cause, le contenu lu dans la mémoire et la valeur lue sur la cassette, comme indiqué figure 10 à titre d'exemple.

Commande W : définition de fenêtre

Nous avons déjà évoqué ci-avant la possibilité de faire référence à une valeur au moyen de la lettre W (de l'anglais Window qui signifie fenêtre). Cette commande permet tout simplement de définir la valeur affectée à W sous la forme :
– W VALEUR RETOUR CHARIOT, où VALEUR est n'importe quel nombre hexadécimal compris entre 0 et FFFF.

Commande I : initialisation mémoire

Cette commande permet d'initialiser à une valeur quelconque n'importe quelle zone de mémoire. La syntaxe se rapproche de celle des commandes A et D puisqu'elle est la suivante :
– EXPRESSION1 EXPRESSION2 VALEUR, où EXPRESSION1 est l'adresse de début de la zone à initialiser, EXPRESSION2 l'adresse de fin et VALEUR la valeur à placer dans cette zone. EXPRESSION1 et 2 obéissent aux règles déjà vues, par contre, VALEUR doit être un mot de 8 bits en hexadécimal. Le retour chariot est automatique dès la frappe de VALEUR. Comme pour A, si EXPRESSION2 est inférieure à EXPRESSION1, EXPRESSION2 est considérée comme le nombre d'octets à initialiser à partir de EXPRESSION1.

Commande U : changement de page mémoire

Ainsi que nous l'avons expliqué lors de la présentation du schéma de la carte CPU09, notre ordinateur peut adresser 256 K-octets de mémoire au moyen de deux lignes d'adresses supplémentaires issues du PIA. La commande U permet de changer de page mémoire, une page étant constituée d'un bloc de 64 K-octets. L'intérêt de cette commande est indéniable, en effet, les commandes précédentes faisant appel à de la mémoire agissent sur la mémoire de la page courante. Il est donc indispensable de disposer de la commande U pour spécifier sur quelle page l'on souhaite agir. La syntaxe a été réduite au minimum :
– U NOMBRE, où NOMBRE est égal à 0, 1, 2, 3 selon la page souhaitée. Le retour chariot est automatique.

Sachez aussi, qu'à l'initialisation, et pour des raisons que nous verrons au moment opportun, TAVBUG09 travaille sur la page 1. La carte IVG se trouvant en page 0 tandis que les mémoires et les circuits périphériques de la carte CPU09 sont simultanément dans toutes les pages.

Commandes X et Y : chargement et lancement du DOS

Ces deux commandes, que vous ne pouvez utiliser pour l'instant, servent à charger le DOS lors de la mise en service du système (commande X) ; ou à relancer le DOS (sans avoir à le charger à nouveau) lorsque pour une raison quelconque vous êtes passé sous le contrôle de TAVBUG09. La syntaxe est des plus simples :
– X ou Y RETOUR CHARIOT. L'action de Y est immédiate et fait apparaître instantanément le PROMPT du DOS. L'action de X est différée et charge le DOS après une phase d'attente destinée à permettre au circuit contrôleur des unités de disques souples de s'initialiser correctement.

Commande Q : activation d'une imprimante

Un terminal vidéo c'est très bien et c'est écologique, malheureusement, il est parfois indispensable de sortir du papier lorsque l'on souhaite garder des traces de ce que l'on fait. Le DOS dispose bien évidemment de programmes de commande d'imprimante très sophistiqués. Par contre, il est parfois utile d'employer une telle machine même sans DOS, lors d'une mise au point de programme délicate par exemple ou, plus couramment, si vous avez décidé de travailler seulement avec des cassettes. Les sous-programmes nécessaires au pilotage d'une imprimante ont donc été inclus dans TAVBUG09 et peuvent être activés à partir du BASIC ou à partir d'une commande frappée au clavier, la commande Q.

La syntaxe est simple :
– Q RETOUR CHARIOT active l'imprimante si elle ne l'était pas déjà et la désactive dans le cas contraire. Une fois activée, l'imprimante recopie scrupuleusement tout ce qui se passe sur l'écran du terminal.

Attention ! les signaux échangés entre la carte CPU09 et l'imprimante étant des signaux de dialogue, le fait de faire une commande Q sans imprimante connectée ou, si celle-ci n'est pas sous tension bloque le système, il faut alors faire un RESET.

Commandes propres à la carte IVG

La carte IVG ayant des possibilités que n'a pas le terminal vidéo de décembre, nous avons prévu les sous-programmes de gestion de celles-ci dans TAVBUG09. Pour l'instant vous ne pouvez pas les activer directement à partir des commandes du clavier car ils ont été prévus pour être pilotés par le DOS ou par vos propres programmes. Sachez qu'il vous sera donc possible d'activer les modes vidéo normale, inversée, demi-teinte, cli-

gnotante, inversée demi-teinte, inversée clignotante, demi-teinte clignotante et enfin inversée demi-teinte clignotante. Pour ce faire, il suffira que votre programme (ou que le DOS) envoie au sous-programme de sortie de caractère TAVBUG09 la séquence adéquate conformément à ce qui est indiqué dans le tableau de la figure 11.

Les sous-programmes de TAVBUG09

L'intérêt d'un moniteur bien conçu ne réside pas seulement dans l'éventail de commandes dont il dispose puisque celles-ci ne servent généralement que pendant la phase de mise au point des programmes, mais aussi dans l'éventail des sous-programmes mis à la disposition des utilisateurs et aussi à leur souplesse d'utilisation.

L'accent a été mis sur ces sous-programmes dans TAVBUG09 et, de plus, tous les programmes de haut niveau qui tournent sur notre ordinateur individuel y font appel, que ce soit le Basic, le DOS ou le Pascal (par exemple) ; une bonne connaissance des plus classiques de ces sous-programmes vous permettra donc toutes les fantaisies. Par ailleurs, lors de l'écriture de vos propres programmes, vous pourrez vous faciliter le travail de façon importante grâce à ceux-ci.

L'appel à ces sous-programmes ne se fait pas, comme dans les moniteurs classiques, par une instruction de saut telle que JMP ou JSR. Nous avons en effet utilisé une technique employée en programmation de haut niveau faisant appel à l'instruction SWI du 6809 ; c'est-à-dire SoftWare Interrupt ou Interruption Logicielle. Cette façon de faire complique un peu le moniteur mais simplifie votre travail pour l'appel des sous-programmes vous intéressant alors...

Le mode d'utilisation est le suivant : soit un programme dans lequel vous avez, à un endroit donné, besoin de faire appel à un sous-programme de TAVBUG09 ; il vous suffit de placer un SWI à cet endroit, suivi par un numéro de code compris entre 0 et 12 et correspondant à la fonction à accomplir, TAVBUG09 fera le reste. Il faut noter que cette façon de procéder est rigoureusement identique au fait de mettre un JSR à une adresse quelconque et que, après avoir exécuté le sous-programme concerné, TAVBUG09 reviendra automatiquement à l'instruction suivant le SWI et son numéro de code comme cela est schématisé figure 12.

Par ailleurs, nous allons voir que les sous-programmes mis à votre disposition sont très agréables d'emploi car, vus de l'extérieur, ils utilisent un minimum de registre, vous évitant ainsi d'avoir à faire des sauvegardes de ceux-ci avant chaque appel. Nous allons détailler maintenant ces sous-programmes un par un, même si cela vous semble un peu prématuré, mais revoyez, si nécessaire ce que nous avons écrit au début de cette présentation de TAVBUG09, et vous apprécierez par la suite de trouver toutes ces informations en un seul et même numéro.

Sous-programme : entrée de caractère

Son numéro de code est 0, c'est-à-dire qu'il est appelé par la fréquence SWI 0. Le caractère frappé au clavier est fourni dans l'accumulateur A débarrassé de son bit de parité. Le contrôle n'est pas rendu au programme appelant tant qu'un caractère valide n'a pas été frappé. Le caractère NULL (code ASCII 00) et le RUBOUT (code ASCII 7F) sont ignorés. Ce sous-programme appelle automatiquement le sous-programme de sortie de caractère si le contenu de la RAM ECHO EST NUL ; il ne l'appelle pas dans le cas contraire. De plus, la réception d'un retour chariot fait automatiquement sortir un saut ligne par le sous-programme de sortie de caractère. Hormis l'accu A, aucun registre n'est modifié.

Sous-programme de retour au moniteur

Son numéro de code est 8. Si ce sous-programme est appelé avec le contenu de l'accumulateur A nul, il y a réinitialisation des circuits d'entrée/sorties et impression du message TAVBUG09 ; si A n'est pas nul, les entrée/sorties ne sont pas réinitialisées et seul le PROMPT apparaît. Aucun registre n'est conservé par ce sous-programme puisque celui-ci équivaut à une réinitialisation du système.

Sous-programme de sortie de caractère

Numéro de code 1. L'accumulateur A doit contenir le code ASCII du caractère à sortir. Si le caractère n'est pas un saut ligne le sous-programme ne fait rien de particulier ; par contre, si c'est un saut ligne, le bit C du CCR est mis à 0 si la sortie s'est passée normalement et à 1 si un CNTRL X a été frappé durant cette sortie. De plus, les nombres de caractères nuls définis par la commande N de TAVBUG09 sont respectés par ce sous-programme, de même que le fait de frapper une touche pendant une sortie de caractère.

Hormis le CC dans le cas d'un saut ligne, aucun registre n'est modifié par ce sous-programme.

Sous-programme de sortie de deux chiffres hexadécimaux

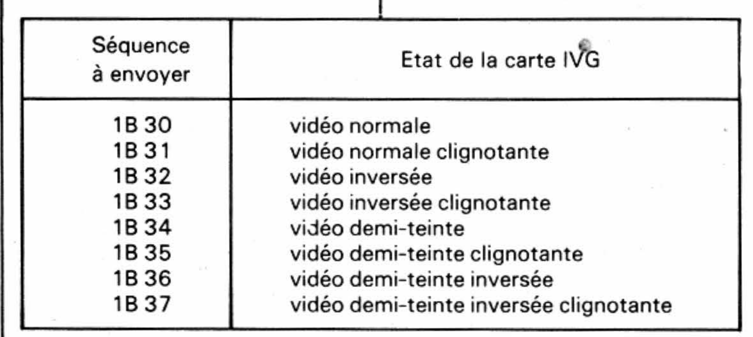
Numéro de code 4. Ce sous-programme convertit un mot de 8 bits pointé par le registre d'index X en deux chiffres hexadécimaux qui sont envoyés au terminal suivis d'un espace. Aucun registre n'est modifié.

Sous-programme de sortie de quatre chiffres hexadécimaux

Numéro de code 5. Ce sous-programme convertit un mot de 16 bits pointé par l'index X en quatre chiffres hexadécimaux qui sont envoyés au terminal suivis par un espace. Aucun registre n'est modifié.

Sous-programme de sortie d'un saut ligne retour chariot

Numéro de code 6. Ce sous-programme fait sortir sur la console un retour chariot suivi par un saut ligne. Comme pour le sous-programme de sortie de caractère, le fait de frapper un caractère pendant l'exécution de ce sous-programme suspend la sor-



Séquence à envoyer	Etat de la carte IVG
1B 30	vidéo normale
1B 31	vidéo normale clignotante
1B 32	vidéo inversée
1B 33	vidéo inversée clignotante
1B 34	vidéo demi-teinte
1B 35	vidéo demi-teinte clignotante
1B 36	vidéo demi-teinte inversée
1B 37	vidéo demi-teinte inversée clignotante

Fig. 11. – Séquences des caractères de contrôle de la carte IVG.

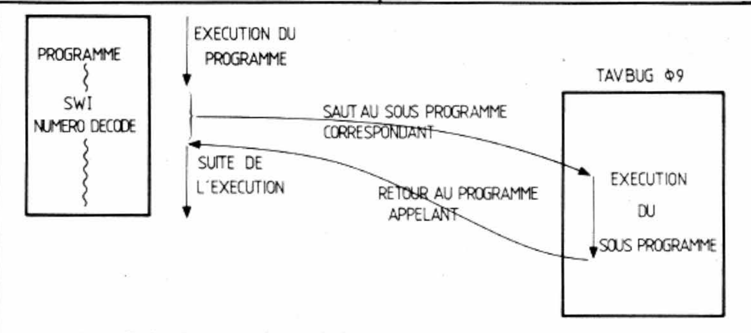


Fig. 12. – Principe de l'appel des sous-programmes par un SWI.

tie jusqu'à la frappe d'un nouveau caractère (comme pour les commandes de TAVBUG09) ; les valeurs définies par la commande N sont respectées et le bit C du CCR est mis à 0 si tout s'est bien passé et à 1 si un CNTRL X a été frappé pendant la sortie. Seul le CCR est éventuellement modifié.

Sous-programme de sortie d'une chaîne de caractères

Numéro de code 2. Ce sous-programme fait sortir sur le terminal la chaîne de caractères dont le premier est pointé par X et dont le dernier doit être impérativement un EOT (code ASCII 04). Le comportement de ce sous-programme est identique à celui de sortie du saut ligne retour chariot. X et éventuellement le CCR sont modifiés.

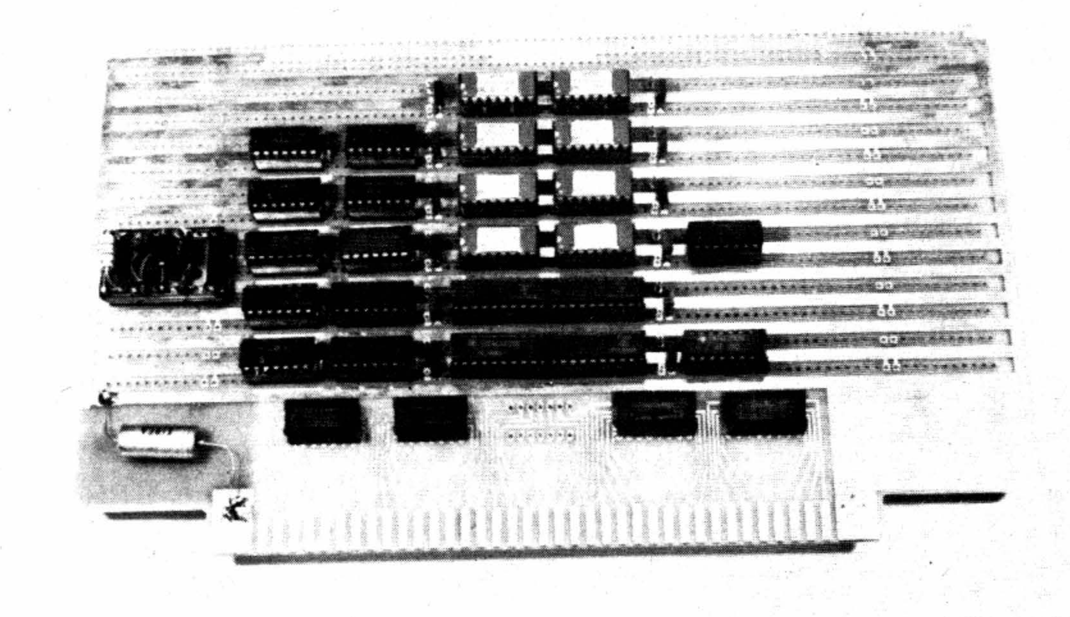


Photo 2. – Gros plan sur la version expérimentale de la carte RAM dynamique.

N° de code	Appellation	Fonction
0	INCH	entrée de caractère depuis le terminal
1	OUTCH	sortie de caractère sur le terminal
2	PDATA1	sortie d'une chaîne de caractères
3	PDATA	sortie d'un saut ligne-retour chariot suivi d'une chaîne de caractères
4	OUT2HS	sortie de 2 chiffres hexa et d'un espace
5	OUT4HS	sortie de 4 chiffres hexa et d'un espace
6	PCRLF	sortie d'un saut ligne-retour chariot
7	OUTS	sortie d'un espace
8	MON ITR	retour au moniteur

Fig. 13. – Tableau des sous-programmes standards de TAVBUG09.

Commande	Fonction
A	transfert mémoire
B	gestion des points d'arrêt
C	appel d'un sous-programme utilisateur
D	visualisation d'une zone de mémoire
E	codage des adressages indexés
G	lancement d'un programme utilisateur
I	initialisation mémoire
L	chargement d'une cassette en mémoire
M	examen/modification mémoire
N	adaptation au terminal
O	calcul des déplacements
P	enregistrement d'une cassette
Q	activation de l'imprimante
R	examen/modification des registres
S	inhibition automatique du pas à pas
T	fonctionnement en pas à pas
U	changement de page mémoire
V	vérification d'une cassette
X	chargement du DOS à froid
Y	lancement du DOS depuis TAVBG09
W	définition d'une fenêtre
/	examen mémoire rapide
	pas à pas rapide

Fig. 14. – Résumé des commandes de TAVBUG09.

Sous-programme de sortie d'un retour chariot saut ligne suivi d'une chaîne de caractères

Numéro de code 3. Ce sous-programme correspond à l'enchaînement des deux sous-programmes précédents ; la sortie du retour chariot – saut ligne ayant lieu avant la chaîne de caractères. Comportement et contraintes identiques à ceux des sous-programmes précédents.

Sous-programme de sortie d'un espace

Numéro de code 7. Ce sous-programme fait sortir un espace sur le terminal ; il répond aux mêmes contraintes et critères que le sous-programme de sortie de caractère vu ci-avant.

Autres sous-programmes

Une vingtaine d'autres sous-programmes, moins classiques sont disponibles ; nous n'en parlons cependant pas maintenant car ils font appel à des connaissances matérielles du système qu'il nous est impossible d'exposer ici. De plus, ces sous-programmes sont surtout utilisés avec le DOS ou des cartes d'entrées/sorties spécialisées et seront donc logiquement présentés à ce moment-là.

Conclusion

Afin que cette présentation de TAVBUG09 soit profitable, nous pensons qu'il vous faut essayer quelques commandes parmi celles que vous pouvez exploiter compte tenu de vos connaissances actuelles du 6809 et du système. Nous vous rappelons ce que nous avons dit en guise d'avertissement au début de cette présentation, TAVBUG09 est le moniteur du système, c'est-à-dire qu'il gère le fonctionnement de l'ordinateur au niveau le plus bas. Si vous voulez utiliser votre ordinateur comme une boîte noire destinée à faire du Basic ou du Pascal ou de la gestion, vous pouvez, à la limite, ignorer TAVBUG09, les seules commandes que vous aurez à en connaître étant le X et le Y pour charger le DOS.

Le mois prochain nous franchirons un grand pas en avant avec la RAM dynamique. Nous décrirons la carte 256 K-octets mais nous expliquerons aussi comment utiliser la carte RAM dynamique de l'ancien système sur cet ordinateur.

à suivre

C. TAVERNIER

Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS
Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :
● Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
● Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
● Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
● Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
● Les renseignements téléphoniques (200.33.05), qui ne peuvent en aucun cas se transformer en débats de longue durée, fonctionneront le lundi et le mercredi de 9 heures à 12 heures et de 14 heures à 17 heures.

RR – 02.02 : M. Michel Martinez, 02 LAON, nous demande des renseignements :
1° sur les blocs de bobinages OC pour récepteurs de trafic à lampes ;
2° sur les modules LAUSEN ;
3° sur les précautions essentielles à prendre pour éviter l'implosion d'un tube cathodique de télévision.

1° Il y a belle lurette que l'on ne fabrique plus commercialement des blocs de bobinages pour récepteurs de trafic à lampes (au moins 20 ans !). Il faut construire son bloc de bobinages soi-même...

De toute façon, il ne faut pas dire que les performances des lampes sont supérieures... Avec des transistors bipolaires, oui. Avec les transistors MOS-FET à double porte récents et des circuits d'accord bien élaborés, certainement pas !

2° La Société qui diffusait en France les modules LAUSEN-SEMCOSET a disparu. Par ailleurs, la fabrication de ces modules **semble** avoir été abandonnée ; si cette dernière information est fausse, et si un lecteur peut nous renseigner avec certitude et précision à ce sujet, nous l'en remercions par avance.

3° Pour éviter l'implosion d'un tube cathodique, il suffit d'éviter un refroidissement brusque (par exemple courant d'air froid sur un tube chaud... ou sur le téléviseur). Il faut également s'assurer que le tube ne présente pas de défaut (fêlure du verre) et que la fixation n'exerce pas une contrainte excessive sur le tube cathodique. Par ailleurs, un tube cathodique ne doit jamais être manipulé en le tenant par le col, mais exclusivement en le prenant à deux mains par la dalle (écran).

●

RR – 02.07-F : M. Charles Auberger, 91 PALAISEAU, nous demande les caractéristiques et le brochage du module OM 337.

L'amplificateur hybride large bande OM 337 à trois étages est conçu pour être utilisé comme préamplificateur de distribution de télévision ou comme préamplificateur à usage général en VHF et UHF.

Voici ses caractéristiques essentielles (documentation R.T.C.) :

Tension d'alimentation continue = 24 V (± 10 %) ; impédances d'entrée et de sortie = 75Ω ; gamme de fréquences = de 40 à 860 MHz ; courant d'alimentation = 110 à 120 mA ; gain en tention = 23 à 29 dB ; R.O.S. max entrée = 2,3 ; R.O.S. max sortie = 1,8. Tensions de sortie entre 40 et 230 MHz = 114 dBµV ; à 470 MHz = 112 dBµV ; à 860 MHz = 110 dBµV (niveau d'intermodulation de – 60 dB). Facteurs de bruit : canal 2 = 7 dB ; canal 65 = 9,8 dB.

Brochage : voir figure RR-02.07 où nous avons :
1 = entrée.
2, 3, 5, 6, 7, 8 = masse reliée à l'équerre métallique.
4 = + alimentation.
9 = sortie.

Ce module amplificateur est enrobé de résine synthétique et comporte une équerre métallique de fixation faisant un angle droit avec la partie moulée.

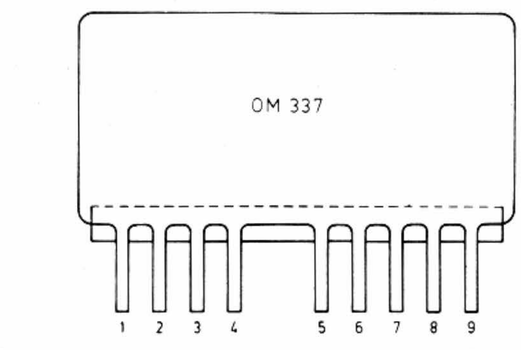


Fig. RR – 02.07

●

RR – 02.08 : M. René Travard, 64 PAU :
1° désire prendre connaissance de schémas de montage d'indicateurs de niveaux ;
2° même question concernant des montages de dispositifs de commande par la lumière ;
3° nous demande des précisions concernant le multimètre numérique dont la description débute sur le n°1583.

1° Nous avons déjà décrit plusieurs montages d'indicateurs de niveaux et nous vous suggérons de consulter les publications suivantes afin que vous puissiez examiner si ce qui est proposé est à votre convenance :
– Haut-Parleur n° 1638 (p. 263)
– Radio-Plans n° 335 (p. 37)
– Electronique Pratique n°30 (p. 72), 37 (p. 105) et 43 (p. 132).
– Electronique Applications n° 16 (p. 31).

2° Même réponse concernant les dispositifs de commande par la lumière. Dans votre collection d'Electronique Pratique, vous pourriez consulter les numéros 20 (p. 82), 29 (p. 82), 30 (p. 74) et 43 (p. 88). Nous pensons que l'un de ces montages pourrait vous convenir et bien entendu, avec l'un ou l'autre, on peut commander ce que l'on veut !

3° Concernant ce multimètre numérique, nous vous rappelons que les rectificatifs s'y rapportant ont été publiés dans notre n°1604, page 188.

●

RR – 02.09-F : M. Christian Jourdy, 10 ROMILLY-SUR-SEINE désire connaître les caractéristiques, le brochage et si possible un schéma d'application du circuit intégré TDA 2640.

Le circuit intégré TDA 2640 est destiné à la commande de l'alimentation à découpage des téléviseurs. En plus de la commande et de la stabilisation de la tension de sortie, le TDA 2640

comprend les fonctions suivantes :
– fréquence fixe déterminée par des composants externes ;
– coupure et redémarrage à distance ;
– protection contre les surintensités ;
– protection contre les surtensions ;
– protection contre les sous-tensions ;
– démarrage progressif ;
– protection contre l'ouverture de la boucle de contre-réaction ;
– synchronisation optionnelle.

Caractéristiques essentielles (d'après documentation R.T.C.) :

Tension d'alimentation V1-16 = 12 V ; courant d'alimentation = 8,1 mA ; tension de sortie V6-16 > 11,5 V (c. à c.) ; courant de sortie (crête) = 20 mA max ; rapport cyclique de l'impulsion de sortie δ = 20 à 85 % ; tension de référence en entrée V9-16 = 6,2 V ; impulsion de synchronisation (crête à crête) V2-16 = 1 à 10 V. Commande à distance V14-16 : pour arrêt (inhibition) = 0 à 3 V ; pour marche (normal) = 5 à 12 V.

Le schéma fonctionnel de ce circuit intégré est représenté en A de la figure RR-02.09. En B, nous avons un exemple d'application ; pour utiliser d'autres tensions d'alimentation et de sortie, les valeurs des résistances marquées d'un astérisque doivent être modifiées.

Ce circuit intégré est présenté en boîtier DIL plastique, SOT-38, dont la correspondance des 16 broches est indiquée sur les schémas précédents.

●

RR – 02.10 : M. Patrice Rodamel, 46 CAHORS, nous demande conseil :

1° pour le montage d'un dispositif spécial dépendant de la température ;

2° pour la conception et la construction d'une enceinte acoustique.

1° A la vérité, nous ne sommes pas parvenus à comprendre très exactement le fonctionnement que vous souhaitiez obtenir. Nous pensons qu'il s'agit du déclenchement d'un indicateur sonore pour toutes températures comprises entre 20°C et 35°C, avec arrêt de l'indicateur aussi bien au-dessus de 35° qu'au-dessous de 20°.

S'il s'agit bien de cela, il vous faut construire deux thermostats identiques et jumelés. Nous vous suggérons alors le montage décrit dans notre n° 1651, page 261 (figure 8a ou 9a, page 266).

2° Si votre amplificateur BF est susceptible de délivrer 100 W eff., dans le cas d'un groupement de haut-parleurs précédés par un filtre de voies, il faut que chaque haut-parleur soit susceptible d'encaisser la puissance maximale délivrée par cet amplificateur (100 W eff.).

Vous pouvez remplacer le haut-parleur W1 de 8Ω/100 W par deux haut-parleurs de 4Ω/50 W connectés en série.

Le volume d'une enceinte dépend, non pas de la puissance, mais du diamètre du haut-parleur boomer (ou woofer) principal. Par ailleurs, ce volume dépend aussi du type de l'enceinte (enceinte close ou enceinte bass-reflex), ce type d'enceinte étant lui-même conditionné par le type de haut-parleurs utilisés (haut-parleurs à suspension pneumatique dite extra-souple ou haut-parleur à suspension normale).

L'impédance de chacun des haut-parleurs utilisés avec filtre de voies doit être égale à l'impédance de sortie de l'amplificateur, et bien entendu, le filtre de

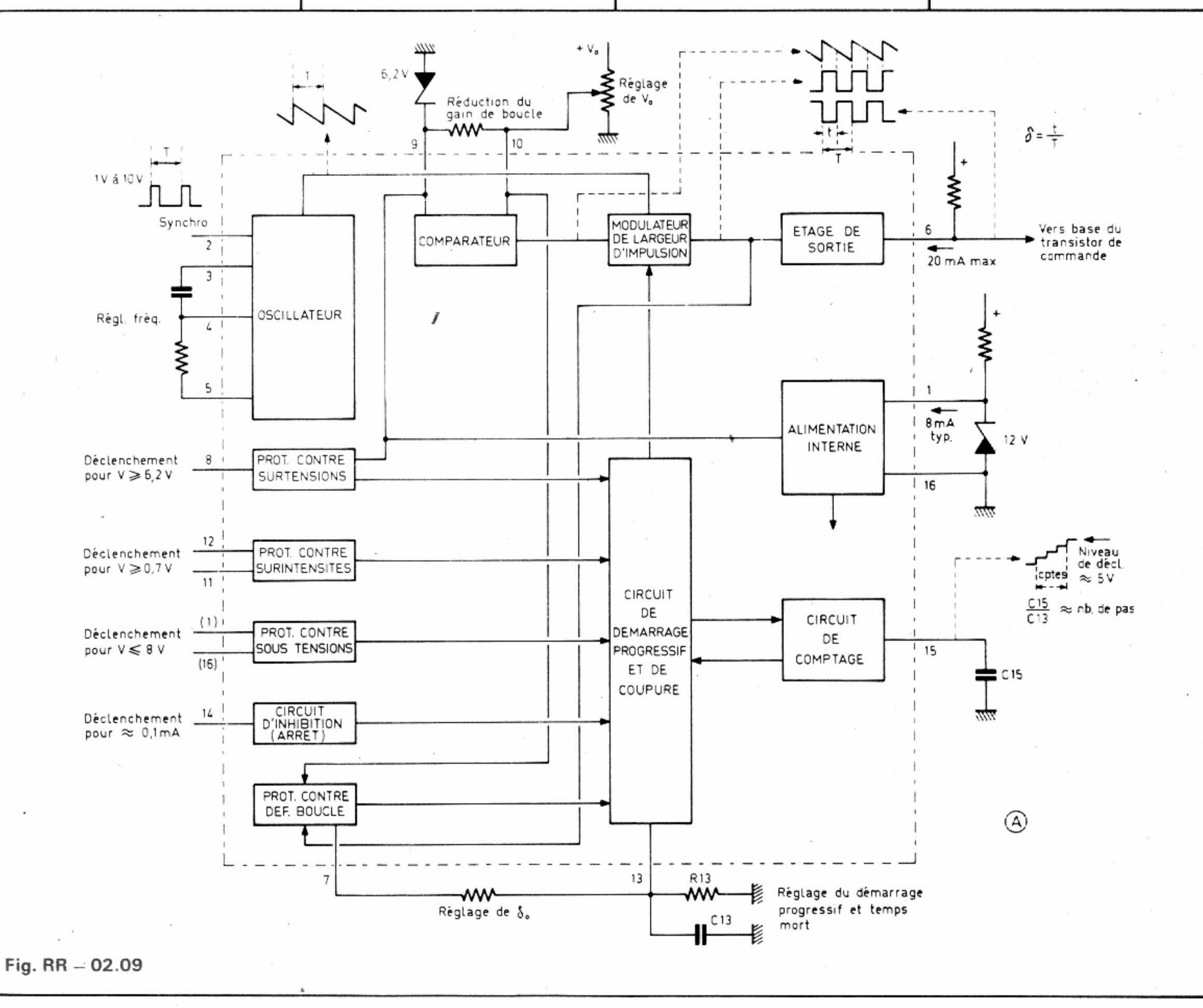


Fig. RR – 02.09

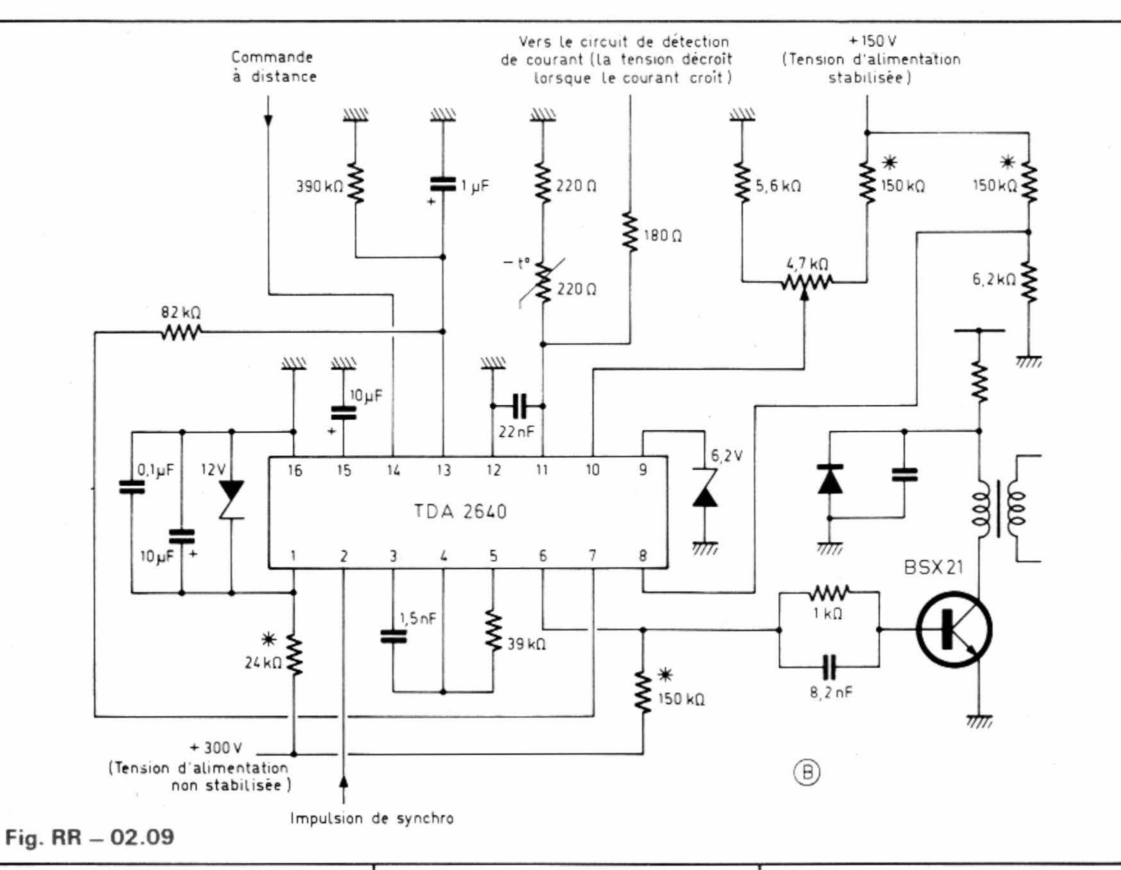


Fig. RR – 02.09

voies doit être calculé pour cette même impédance ; voir notre article publié dans le n° 1433, à partir de la page 228,

●

RR – 02.11-F : M. Jean-Luc Chavany, 80 AMIENS, nous demande :

1° conseil pour la réparation d'un chargeur d'accumulateur automobile ;

2° s'il est possible de monter deux diodes Zener en série afin d'obtenir telle ou telle tension de stabilisation ;

3° les caractéristiques et le brochage du triac 40432 de R.C.A.

1° Il est inutile de rechercher actuellement un redresseur sélénium en plaques sur axe ; de telles fabrications ont été abandonnées depuis bien longtemps.

Si le redresseur sélénium à remplacer est du type « en pont », il est évidemment possible d'utiliser quatre diodes redresseuses silicium modernes connectées également en pont.

Pour la protection du chargeur, vous pouvez intercaler dans la sortie (+) un fusible calibré sous verre de 8 ou 10 A. En cas d'erreur de branchement (polarité inversée), le fusible saute.

La sortie d'un chargeur doit toujours être reliée en parallèle directement sur la batterie à recharger. Le fait que le véhicule soit équipé d'une dynamo ou d'un alternateur n'intervient pas dans cette affaire.

2° On peut effectivement utiliser deux diodes Zener connectées en série afin d'obtenir toute tension de stabilisation requise.

3° Caractéristiques du triac 40432 – R.C.A. :
V max = 400 V ; I max = 6 A ; gâchette = 0,22 mA 40 V.
Brochage : voir figure RR-02.11.

G
A1
A2 (Boitier)

Fig. RR – 02.11

●

RR – 02.12 : M. Fricoteau ou Tricoteau nous fait parvenir le plan d'un circuit imprimé (jeu TV) pour lequel il nous demande diverses explications.

Malheureusement, cher lecteur, vous avez oublié de nous indiquer votre adresse !

En conséquence, si vous souhaitez recevoir notre réponse, ainsi que votre plan en retour, veuillez nous faire connaître cette adresse (en nous faisant parvenir par exemple une enveloppe timbrée self-adressée).

●

RR – 03.01 : M. LUMINARI (sans adresse) désire connaître les caractéristiques et le brochage du tube cathodique 3 BGP 7.

Nous sommes désolés, mais cette immatriculation ne figure sur aucune de nos documentations « Tubes Cathodiques ». N'y aurait-il pas une erreur ?

●

RR – 03.02-F : M. Michel DUPUY, 11 CARCASSONNE nous écrit : « Dans la description du récepteur FRG 7700 que vous avez publiée dans le n° 1670, vous préconisez l'installation d'une antenne apériodique en L. De quoi s'agit-il ? »

Une antenne apériodique fait que, contrairement à une antenne accordée, elle ne présente pas de fréquence de résonance particulièrement marquée. En conséquence, à la réception, elle convient parfaitement pour une très large bande de fréquences (par exemple de 100 kHz à 30 MHz dans le cas du récepteur FRG 7700).

Une antenne de radio apériodique en L est tout simplement constituée par un fil de cuivre (de préférence émaillé), de 16 à 20/10 de mm de diamètre, d'une longueur A B de 15 à 20 mètres, tendu horizontalement entre des isolateurs en porcelaine ou en stéatite, à une hauteur de 4 à 6 mètres au-dessus du toit (voir fig. RR-03-02). A une extrémité de ce fil, on soude un fil vertical de descente B C (mêmes caractéristiques que le précédent) ; mais pour son passage dans l'appartement (partie C D), il faut utiliser du fil isolé par un fort revêtement en matière plastique, par exemple fil pour allumage automobile. On peut aussi utiliser un morceau de câble coaxial 75 Ω type télévision, le conducteur central étant relié au fil vertical provenant de l'antenne et aboutissant à l'entrée « antenne » du récepteur ; la gaine extérieure de cette portion de câble coaxial est connectée à la masse du récepteur. En somme, il s'agit d'une antenne en forme de L inversé, et absolument rien n'est critique dans sa construction, rassurez-vous.

●

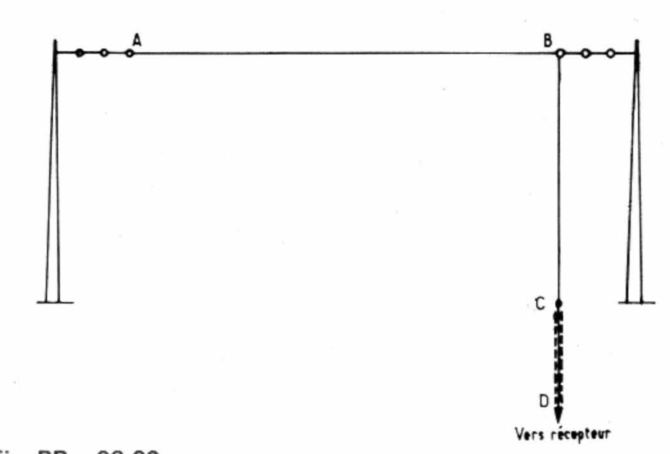


Fig. RR – 03.02

RR – 03.03-F : M. Roland MONISTROL, 75012 PARIS, désire connaître :

1° les caractéristiques des transistors 2N3055, AU 107, AU 108 et BU 109 ;

2° les caractéristiques et le brochage du circuit intégré TCA 530.

1° Caractéristiques maximales des transistors :

2N3055 : silicium NPN ; Pc = 115 W ; Ic = 15 A ; Ib = 7 A ; Vcb = 100 V ; Veb = 7 V ; Vce = 70 V ; Ft = 10 kHz ; h fe = 20 à 70 pour Ic = 4 A et Vcb = 4 V.

AU 107 : germanium PNP ; Pc = 30 W ; Ic = 10 A ; Ib = 1 A ; Vcb = 200 V ; Veb = 2 V ; Vce = 200 V ; h fe = 35 à 120 pour Ic = 700 mA et Vcb = 2 V.

AU 108 : germanium PNP ; Pc = 30 W ; Ic = 10 A ; Ib = 1 A ; Vcb = 100 V ; Veb = 2 V ; Vce = 100 V ; h fe = 35 à 200 pour Ic = 700 mA et Vcb = 2 V.

BU 109 : silicium NPN ; Pc = 85 W ; Ic = 7 A ; Ib = 3 A ; Veb = 10 V ; Vce = 330 V ; h fe = 15 pour Ic = 5 A et Vcb = 1,5 V.

2° Caractéristiques du circuit intégré TCA 530 (doc. R.T.C.) :

Alimentation stabilisée 30 V réglable pour diodes d'accord à temps d'établissement rapide ; tension d'entrée = 47 à 63 V ; tension régulée = 30 V ± 1 V.

Coefficients de variation de la tension de sortie en fonction :
– de la tension d'entrée = 0,2 mV/V
– de la température = 0,5 mV/°C
– du courant de sortie = 1 mV/V
– de la tension de chauffage (thermostat) = 0,5 mV/V.

Température de fonctionnement = + 10 à + 60 °C.

Boîtier SOT-38 ; 16 pattes.

Brochage et utilisation, voir figure RR-03-03.

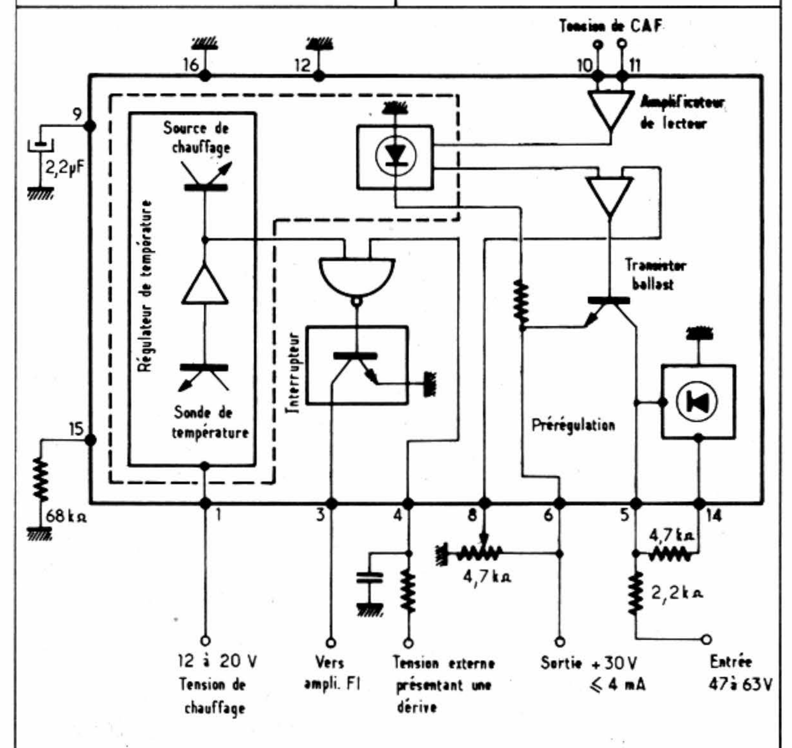


Fig. RR – 03.03

●

RR – 03.04 : M. Yves LUCHAIRE, 37 TOURS, nous demande :

1° diverses précisions concernant le régénérateur de tube cathodique TV décrit dans notre n° 1383, page 151 ;

2° le schéma d'une alimentation 12 V destinée à alimenter des récepteurs autoradios durant leur dépannage ;

3° les caractéristiques et correspondances du transistor AUY 17.

1° Concernant le régénérateur de tubes cathodiques TV décrit dans le n° 1383, page 151, nous vous précisons que le galvanomètre M1 peut être quelconque (par exemple, déviation totale pour 100 µA, 250 µA, 500 µA, etc.). C'est sa fonction de mesure (intensité susceptible de circuler dans le circuit) qui est indiquée par 0 à 1 mA.

Précisément, ce sont les rôles des résistances shunt et série (de 470 Ω et de 10 kΩ) de limiter et d'obtenir la déviation totale de l'aiguille du galvanomètre employé pour un 1 mA. Les valeurs de ces résistances sont donc à déterminer selon le galvanomètre utilisé.

Certes, on pourrait envisager l'obtention de deux déviations totales, l'une pour 1 mA, l'autre pour 500 µA, par l'adjonction d'un commutateur mettant en service l'une ou l'autre de deux résistances shunt de valeur différente. Mais l'intérêt n'est pas évident, une lecture de 300 ou 500 µA étant tout de même très facile sur un galvanomètre de 1 mA.

Les indicateurs miniatures au néon sont des ampoules témoins prévues pour 110 V, c'est-à-dire que la résistance interne incorporée dans le culot est prévue pour obtenir un amorçage normal sous une tension de 110 V.

Au point de vue régénération, nous ne vous dissimulerons cependant pas que l'effet est rarement de très longue durée !

2° a) Pour l'alimentation en 12 V de récepteurs autoradios en dépannage, nous vous suggérons l'utilisation de l'alimentation décrite dans notre n° 1638, page 372.

b) Certaines alimentations comportent en effet un réglage d'intensité. Cela veut dire qu'au-dessus de l'intensité ainsi réglée, l'alimentation disjoncte (disjoncteur électronique de protection contre les courts-circuits par exemple).

3° Caractéristiques maximales du transistor AUY 17 :

PNP germanium ; Vcb = 80 V ; Vce = 60 V ; Veb = 20 V ; Ic = 8 A ; Pd = 36,5 W ; h fe min. = 8 ; Ft = 300 kHz. Correspondances : AUY 22, 2N1552, 2N2870.

●

RR – 03.05-F : M. Guy MOULIN, 92 CLICHY :

1° souhaite obtenir notre avis en ce qui concerne la recharge des batteries d'automobiles ;

2° nous demande comment on détermine les résistances à placer dans un circuit comportant une diode Zener de stabilisation ;

3° désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré SFC 2824 RC ;

4° nous demande s'il est possible d'utiliser des diodes LED comme témoins alimentés par le secteur.

1° On peut toujours raccorder un chargeur de batterie directement sur la batterie à recharger sans déconnecter celle-ci des circuits du véhicule, la batterie formant un tampon très efficace.

En outre, entre la batterie et le circuit de charge de la voiture, il y a toujours les systèmes de conjonction-disjonction et de régulation qui font que, moteur arrêté, la batterie est électriquement déconnectée (cas de la dynamo). En plus, dans le cas de l'alternateur, il y a les diodes de redressement qui sont, comme vous le savez, des éléments à conductibilité unilatérale, donc qui interdisent par ailleurs tout passage du courant dans le sens « batterie + chargeur » vers « alternateur ».

Lorsqu'il s'agit de la recharge de plusieurs batteries d'accumulateur, il ne faut jamais les connecter en parallèle. Toutes les batteries doivent être connectées en série, et bien entendu, toutes ces batteries doivent présenter la même capacité en ampères-heure. Dans le cas contraire, la recharge doit être effectuée séparément, batterie par batterie.

Vous pourriez remplacer vos tubes redresseurs à gaz par des diodes redresseuses au silicium du type BYX 96/300 (R.T.C.). Il n'y a pas de modification proprement dite à apporter au chargeur ; disons simplement que l'enroulement de chauffage du transformateur devient alors inutile.

2° Calculs pour les circuits comportant des diodes Zener de stabilisation : veuillez vous reporter à l'ouvrage « Cours Moderne de Radio Electronique » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS).

3° Circuit intégré régulateur de tension positive SFC 2824 RC. Tension d'entrée maximale = + 40 V ; tension de sortie stabilisée = + 24 V ; intensité de sortie maximale = 1 A avec dissipateur. Brochage : voir figure RR-03.05.

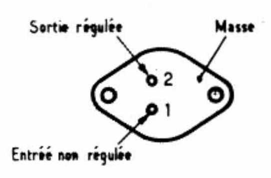


Fig. RR – 03.05

4° Alimentation des LED par le secteur : veuillez vous reporter à notre n° 1610, page 83.

●